re

radioelektronik

2 '83

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia

Mikrofonowe wkładki krystaliczne – 200 zł/szt. – wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź. EO/2/K/83

Mikrofonowe przystawki do akordeonów. Producent: Mechanika Precyzyjna, ul. Cyprysowa 13/15, 91-365 Łódź. EO/4/K/83

Wzmacniacze antenowe polepszające odbiór programów telewizyjnych w paśmie od 21–41 kanału. Wzmocnienie 26 dB. Cena 920 zł. Próbniki do badania tranzystorów i diod bez konieczności wymontowywania z układu. Szczególnie przydatne w serwisie RTV. Cena 1080 zł. Wysyła Pracownia Elektroniczna ul. 3 Maja 12, 63-900 Rawicz. EO/288/K/82

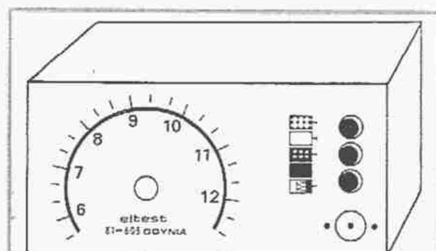
Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat, odczynniki, instrukcja) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 245 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skrytka pocztowa 344. EO/349/K/82

Obudowy do urządzeń elektronicznych wykonuje „PRECMECH", ul. Cząstkowska 34, 01-678 Warszawa. Informacje za zaliczeniem (znaczek 2×2,50). EO/372/K/82

Naprawa, przewijanie głośników typu estradowego, compact oraz kopułkowe. Przystawka „Rotor" z pogłosem – elektronicznie do organów B1, B2, B11 itd., gitary, akordeonu oraz mikrofonu. „Radiomechanika", ul. Królewska 20, 05-230 Kobyłka. EO/408/K/82

Oscyloskop typ OA11
Podstawowe parametry: średnica ekranu 60 mm; podstawa czasu wyzwalana i wolnobieżna w zakresie 3 ms/cm do 1 μs/cm.
Wzmacniacz Y
Wejście zmiennoprądowe. Opór wejściowy 1 MΩ. Czułość przy 1 MHz 60 mV/cm.
Zamówienia przyjmuje Wojewódzka Spółdzielnia Rzemieślnicza Specjalistyczna „Elektryk" Katowice, ul. Wieczorka 12.
Cena umowna 20 000 zł. EO/15/K/83

Cd. na str. 33



GENERATOR TV OBRAZÓW
biała krata-kropki-gradacja-biel-tło
cena 8000 zł
Dostarczany także w zestawach do montażu.
Ceny zestawów: 2000 zł i 3200 zł.
Szczegóły w prospektach i nrze 2/81 „Re"
GENERATORY do lokalizacji uszkodzeń
VIDEO-TEST telewizyjny – cena 590 zł
FONO-LUX radiowy – cena 580 zł
Szczegółowe instrukcje. Roczna gwarancja. Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze.
ELTEST 81-605 Gdynia, ul. Słoneczna 64
EO/1/K/83

Radioelektronik

re

LUTY 1983 ● ROCZNIK XXXIV (45)

2 '83



ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** dr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, dr inż. Zbigniew Kulka, inż. Jerzy Węglewski-SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował Witold Rębkowski

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów.

PRENUMERATĘ NA KRAJ od instytucji, organizacji społeczno-politycznych, jednostek gospodarki uspołecznionej i innych zakładów pracy zlokalizowanych w miastach wojewódzkich i innych miastach przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch". W miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW i na terenach wiejskich – urzędy pocztowe i doręczyciele. Prenumeratorzy indywidualni zamieszkali w miastach opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych na r-k bankowy Oddziału RSW „Prasa-Książka-Ruch". Osoby zamieszkałe na wsiach i w miejscowościach, gdzie nie ma Oddziałów RSW, opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych lub u doręczycieli.
PRENUMERATĘ ZE ZLECENIEM WYSYŁKI ZA GRANICĘ przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV O/W-wa, nr 1153-201045-139-11. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.
Przedpłaty są przyjmowane w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze oraz cały rok następny; do dnia 10 miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty roku bieżącego.
Cena prenumeraty krajowej: roczna 480 zł, półroczna 240 zł, kwartalna 120 zł.
Szczegółowe informacje o prenumeracie prasy polskiej są zawarte w Informatorze RSW „Prasa-Książka-Ruch" dostępnym w Oddziałach RSW oraz w urzędach pocztowo-telekomunikacyjnych.
OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy – WCT NOT SIGMA, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34 w godz. 10.30–13.30. Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 5274/CD. Nakład 200 000 egz. Ark. druk. 4,5. Skład techniką linotron 505TC. Cena zł 40. Numer zamknięto 4.I.1983 r. Z-50.

Firmy zachodnioeuropejskie odczuwają na każdym kroku ciężar amerykańskiego embargo wprowadzonego ze wsteczną ważnością na urządzenia produkowane na licencji amerykańskiej. Szwedzka firma Data Saab, filia L.M. Eriscon, zawarła swego czasu kontrakt o wartości 70 mln dol. na dostawę systemu nadawczego dla moskiewskiego lotniska międzynarodowego. Zgodnie z kontraktem odbiorca po uruchomieniu instalacji otrzymał układy identyfikacyjne niezbędne do eksploatacji systemu. Indagowana na ten temat firma Data Saab oświadczyła, że układy te zostały dostarczone wskutek „przeoczenia" faktu, iż znajdują się one na liście embargowej, jako części składowe amerykańskich systemów nadawczych. W Sztokholmie panuje obawa, że Amerykanie wyzyskają tę oznakę nieposłuszeństwa przy negocjacjach na temat dostawy dla Szwecji technologii do budowy szwedzkich myśliwców.

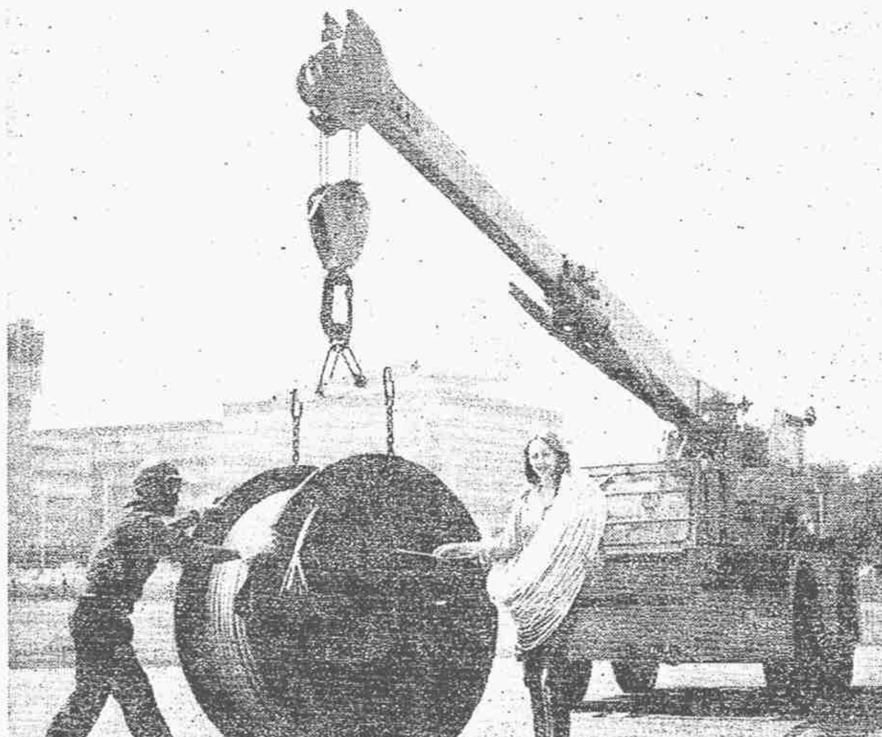
Maszyny do pisania już od dawna zostały zelektronizowane i zawierają po kilka modułów elektronicznych. Elektronika miała za zadanie głównie obróbkę tekstu. W związku z powstaniem nowej służby telekomunikacyjnej pod nazwą „Poczta Elektroniczna" maszyny do pisania są wyposażone w nowy moduł, który umożliwia przyłączenie maszyny do publicznej sieci łączności. W ten sposób wyposażone są ostatnio opracowane 4 typy maszyn firmy Xerox. Dzięki temu tekst napisany na jednej maszynie może być odebrany automatycznie u adresata na takiej samej maszynie w postaci gotowego, prawidłowo zredagowanego i napisanego listu.

O tym, że obrót patentami stanowi ważny element działalności przemysłowej w krajach rozwiniętych przemysłowo, może świadczyć biuletyn sprawozdawczy Europejskiego Urzędu Patentowego. Urząd znajduje się w Monachium, lecz stanowi wspólne przedsięwzięcie krajów europejskich, które weryfikowały umowę patentową. Zadaniem EUP jest jednoczesne publikowanie zgłoszeń w kilku, zgodnie z życzeniem wnioskodawcy, krajach członkowskich. W 1980 r. EUP przyjął 20 tys. zgłoszeń patentowych (1979 – 12 800), z czego 2/3 pochodziło z krajów członkowskich. Z pozostałych krajów 24% zgłoszeń pochodziło z USA, 8% z Japonii. Na czele listy znajduje się RFN z 5200 zgłoszeniami, następnie Francja – 2100, W. Brytania – 1600, Szwajcaria – 1100. Z NRD, który nie jest członkiem EUP, napłynęło 11 zgłoszeń. W dziedzinie zgłoszeń patentowych przodują podzespoły elektroniczne (4413) przed techniką pomiarową (4357) i telekomunikacją (2198). Nowych układów aplikacyjnych zgłoszono 817. Interesujące jest, że tylko 7% zgłoszeń zostało wycofanych lub odrzuconych z powodu niespełnienia wymagań. O wielkości przedsięwzięcia, jakim jest EUP może świadczyć fakt, że zajmuje on budynek o kubaturze większej od warszawskiego GUS.

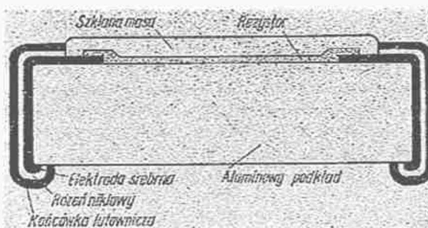
Nawet w bogatych krajach istnieje duża różnica w nasyceniu gospodarstw domowych elektronicznym sprzętem powszechnego użytku w zależności od grupy socjalnej. Poniżej zestawiono dane dla RFN pochodzące z grudnia 1981 r.

Nasycenie (%)	Rencíści ipt.	Średnio zamożni	Zamożni
OTV monochromat	52,5	52,4	61,8
OTV kolorowe	57,5	78,7	69,8
Radioodbiorniki monofoniczne	81,3	79,5	88,3
Radioodbiorniki stereofoniczne	15,6	39,1	44,0
Zestawy Hi-Fi stereofoniczne	5,6	34,6	43,3
Gramofony	32,5	63,3	72,8
Magnetofony kasetowe	23,8	73,1	76,6

Japoński odpowiednik ministerstwa łączności przystąpił do budowy w Tokio 80-kilometrowej linii telekomunikacyjnej z kablem światłowodowym i oddał w 1982 r. pierwszy 18-kilometrowy odcinek do użytku. Szybkość przesyłania linii wynosi 400 Mbit/s. Linia pracuje z laserem półprzewodnikowym InGaAsP, którego trwałość ocenia się na 60 tys. godzin. Długość fali światła laserowego 1300 nm. Tłumienie linii – 0,6 dB/km i tyleż na każdym łączniku, tłumienie głowicy laserowej 6 dB. Koszty budowy linii światłowodowej mają wynieść 40% kosztów kabla koncentrycznego. Na fot. widać różnicę w ciężarze i objętości równoważnych odcinków obu typów kabli: koncentryczny o ciężarze 5 ton wymaga do transportu podnośnika, zaś światłowodowy, ważący 10 kg, trzyma na ramieniu dziewczyna.

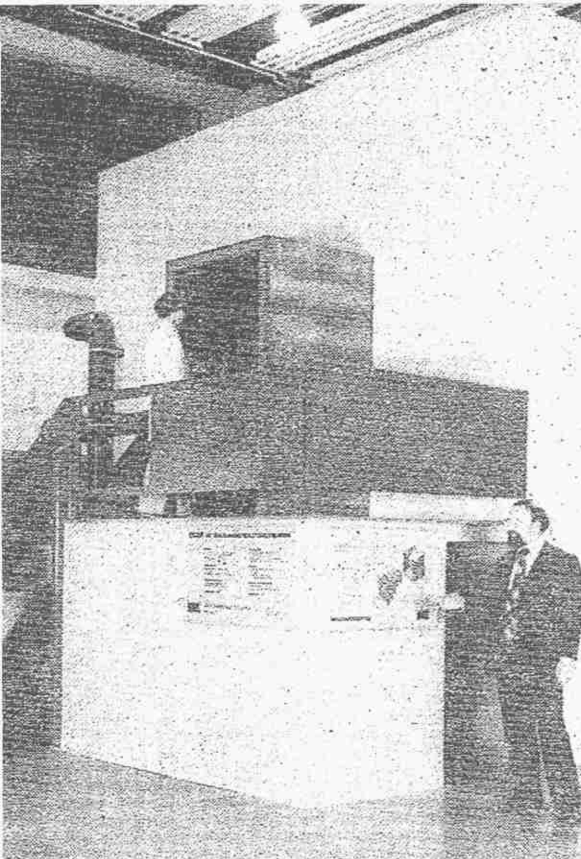


W nrze 6/82 „Re" informowaliśmy o produkcji miniaturowych rezystorów bez wyprowadzeń przewodowych z przeznaczeniem do montażu automatycznego. Obecnie prezentujemy na rysunku ich budowę. Przypominamy wymiary zewnętrzne rezystora: 1,6×3,2×0,6 mm. Rezystory dostarczane są w szpulach, na taśmach o szerokości 8 mm. Ich technologia jest oparta na produkcji układów hybrydowych. Warstwa rezystywna nałożona na podkład aluminiowy jest doprowadzana do właściwej rezystancji za pomocą lasera.



Baterie rtęciowe stanowią poważne zagrożenie środowiska. Na przykład, każdy użytkownik aparatu słuchowego używa ich około 80 rocznie i bardzo często nie oddaje zużytych, lecz wynosi na śmieci, co powoduje – po ich zmieleniu – zatrucie wód. Firma Daimon opracowała w związku z tym nowy typ baterii cynkowych, o tych samych wymiarach, które nie tylko mają dwa razy większą pojemność, lecz są o wiele mniej szkodliwe dla otoczenia.

W Fizyko-Technicznym Instytucie w Zachodnim Berlinie oddano do użytku kabinę ekranującą, która osłabia ziemskie pole magnetyczne 10 tys. razy. Jedyna do niedawna kabina tego typu na świecie, znajdująca się w MIT (Massachusetts Institute of Technology) w Bostonie, ma współczynnik ekranowania równy 150. Wewnątrz kabiny mogą się pomieścić



oprócz aparatury pomiarowej dwie osoby. Kabina składa się z sześciu oddzielnych skorup Mu-metalowych (o bardzo dużej przenikalności magnetycznej) i waży 20 ton (fot. wyżej). Ponieważ oświetlenie wnętrza nie jest możliwe, bo prąd elektryczny wywołałby szkodliwe pola magnetyczne, zaś płomień jonizację powietrza, światło jest wprowadzone do wnętrza za pomocą wiązki światłowodów. Kabina umożliwia pomiar pól magnetycznych, które w normalnych warunkach całkowicie gubią się w zakłóceniach pochodzących od magnetyzmu ziemskiego, kosmicznego, atmosferycznego i przemysłowego. Kabina służy do fizycznych badań podstawowych i prac medycznych. Na przykład, pomiar pól magnetycznych pochodzących z ludzkiego serca pozwala na wyciągnięcie o wiele subtelniejszych wniosków o prądach nerwów lub o poszczególnych fazach pracy serca niż elektrokardiogram.

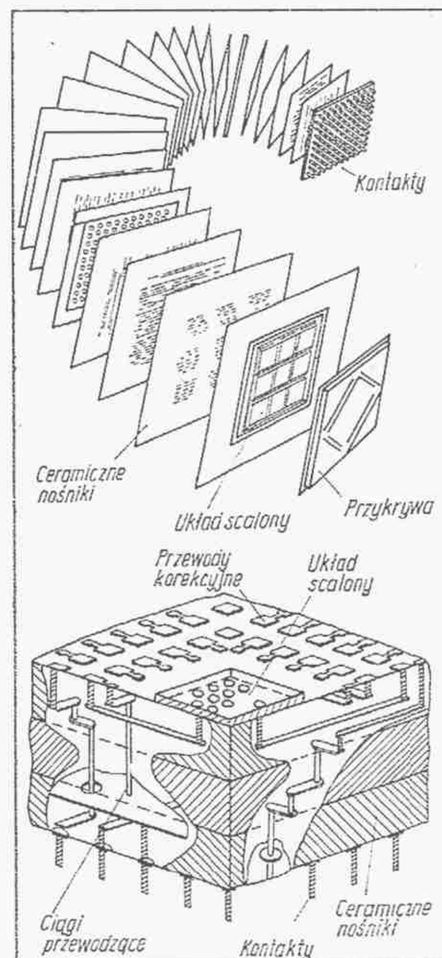
W Stanach Zjednoczonych toczy się energiczna walka o wprowadzenie stereofonicznych audycji radiowych na falach średnich. Dotychczas Federalny Urząd Łączności (FCC) przebadał i zaaprobował dwa zgłoszone systemy. Jeden z nich oparty na metodzie kodowania, firmy Harns, wszedł w fazę próbną w połowie sierpnia 1982 r. i jest emitowany przez radiostację WOX1 w Atlancie. Przewiduje się zgłoszenie przez poszczególne firmy również innych propozycji, tak że o ostateczne zwycięstwo będzie się ubiegać 5 różnych systemów. Zapewne emisje próbne, które mają doprowadzić do wyboru jednego standardu, potrwają dłuższy czas. Pośród prognoz znajdują się również takie, które wróżą, na podstawie obecnej oceny, naturalną śmierć stereofonii na falach średnich w ciągu zaledwie 2–3 lat.

Federalny Urząd Łączności (FCC) w USA wydał zarządzenie regulujące zasady pracy systemów bezpośredniego odbioru telewizyjnego z satelitów. Pasmo częstotliwości służące przekazywaniu emisji do satelitów obejmuje zakres 17,3...17,8 GHz, zaś pasmo odbiorcze 12,5...12,7 GHz. Uregulowaniu nie podlegają ani szerokości poszczególnych kanałów, ani charakterystyki promieniowania, jak również położenie poszczególnych satelitów na orbitach. Ta swoboda jest wyrazem polityki Reagana odpowiadającej zasadzie „rozstrzygania problemu przez rynek". Poszczególne towarzystwa telewizyjne zgłosiły już swoje zapotrzebowanie. CBS zarezerwował kanał o szerokości 17 MHz dla systemu telewizji wysokiej jakości (HDTV). Pozostałe towarzystwa zamówiły po jednym kanale w każdej strefie czasowej w normalnym systemie 525 linii. Od strony odbiorczej w Stanach zaprezentowano już szereg prototypów, które zostały przetestowane praktycznie dzięki pracującym już ponad terytorium USA 25 satelitom telewizyjnym, nadającym w zakresie 4 GHz. Odbiór programów TV satelitarnej stał się w Ameryce popularnym sportem. Przypuszcza się, że w 1982 r. zostanie sprzedanych około 50 tys. urządzeń odbiorczych z antenami parabolicznymi o średnicy 270...360 cm. Przewiduje się, że w najbliższym czasie liczba satelitów telewizyjnych nad USA wzrośnie do 60.

Dla lepszej ochrony dostępu do komputerów bankowych opracowano w Szwajcarii urządzenie elektroniczne do rozpoznawania autentyczności podpisu. Pod pulpitem urządzenia nazwanego „Verisign" jest umieszczona w tym celu płyta z sensorami, która w trakcie jego składania rejestruje podpis w postaci elektronicznej i następnie przesyła do komputera, w którym następuje porównanie aktualnego podpisu z podpisem oryginalnym złożonym uprzednio. Do podpisania się na płycie „Verisign'u" służy specjalny ołówek, połączony kablem z płytą sensorów. Sfałszowanie podpisu przy korzystaniu z systemu „Verisign" jest praktycznie niemożliwe, ponieważ nawet nie zamierzone, odruchowe przesunięcia ołówkiem, jeszcze przed dotknięciem papieru, są rejestrowane i podlegają weryfikacji.

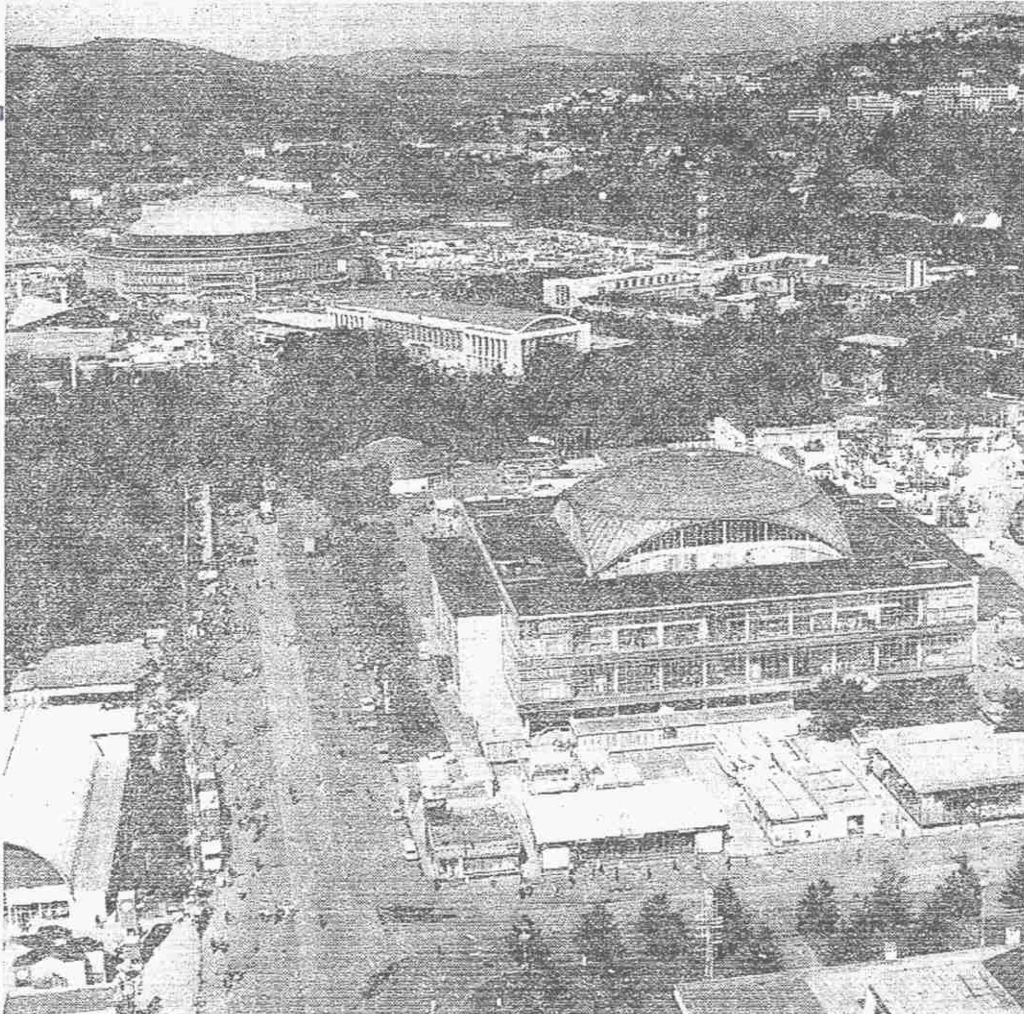
Rząd francuski postanowił nie przedkładać Komisji ds Nadzoru nad strategicznie ważnymi komputerami (COCOM) kontrastu zawartego między Thomsonem CSF i Związkiem Radzieckim na dostawę urządzeń komputerowych. Urządzenia te są przeznaczone do kontroli funkcjonowania rurociągu gazowego na Syberii. Wartość dostaw wynosi 300 mln dol. Francuski minister spraw zagranicznych oświadczył, że zakontraktowane urządzenia w żadnym przypadku nie mają strategicznego charakteru i w związku z tym nie mogą podlegać embargo.

W układach logiki i sterowania systemu IBM 3081 układy scalone zostały tak gęsto upakowane, że konieczne było zastosowanie chłodzenia wodnego. Tę gęstość upakowania osiągnięto dzięki skonstruowaniu specjalnych wielopoziomowych nośników ceramicznych, na których znajduje się do 118 gniazd chip'ów w jednym module. Nośniki ceramiczne są układane aż w 33 warstwach. Każdy moduł (TCM – Thermal Conduction Modul) podczas jego wytwarzania przechodzi 400 cykli produkcyjno-kontrolnych, które są sterowane przez specjalnie zaprogramowany komputer. Rejestrowane w jego pamięci błędy są przetwarzane na dyspozycje natychmiastowej ich naprawy. Między warstwami przebiegają ciągi połączeń elektrycznych wykonane w postaci pionowych nakładających się otworów (rys. niżej) wypełnionych pastą molibdenową. Po przygotowaniu wszystkich płytek ceramicznych zostają one nałożone jedna na drugą i sprasowane pod ciśnieniem 60 t w temperaturze 75°C, a następnie spiekane przez 30 godzin w temperaturze 1560°C. Ze względu na wysoką cenę modułów opłaca się w gotowych modułach naprawa błędnych połączeń stwierdzonych przy kontroli elektrycznej. Wadliwe, delikatne połączenia wewnętrzne są przepalane za pomocą sterowanych rozładowań elektrostatycznych, poważniejsze ni-



szczone są za pomocą strumienia laserowego. Nowe sieci połączeń wykonuje się przewodem ze złota na powierzchni płytki ceramicznej. Skontrolowany moduł zamyka się hermetycznie w obudowie metalowej, której górna część jest chłodzona wodą i zawiera sprężynujące odprowadzenia ciepła sięgające gniazd chip'ów. Dla lepszego odprowadzenia ciepła wnętrze obudowy wypełnione jest helem.

Czechosłowacka elektronika na Międzynarodowych Targach Maszynowych Brno'1982



Na tegorocznych międzynarodowych targach w Brnie punkt ciężkości całej ekspozycji tworzyły wszelkiego rodzaju maszyny i urządzenia z dużym wkładem elektroniki. Jest to jeszcze jedno potwierdzenie faktu, że obecnie nie tylko postęp techniczny w przemyśle, lecz także rozwój cywilizacji odbywa się przede wszystkim dzięki elektronice.

Na decydujące znaczenie elektroniki w rozwoju przemysłu maszynowego Czechosłowacji zwrócił uwagę minister handlu zagranicznego Bohumil Urban w swoim przemówieniu na międzynarodowej konferencji prasowej.

Ekspozycja targowa wyraźnie potwierdzała kluczowe funkcje elektroniki we współczesnych urządzeniach przemysłowych.

W tegorocznych targach uczestniczyło ok. 2400 wystawców z 30 krajów. Niemal 70% powierzchni zajmowali wystawcy zagraniczni, 40% powierzchni wykorzystywało 1500 firm z krajów niesocjalistycznych. Na targach zdecydowanie dominowały maszyny i urządzenia technologiczne ze wszystkich niemal dziedzin przemysłowych.

Na wybranych przykładach chciałbym w tym reportażu przedstawić przede wszystkim zastosowania elektroniki w urządzeniach profesjonalnych, gdyż jak wspomniałem, określały one charakter całej ekspozycji. Ekspozycja gospodarzy była szczególnie interesująca, nie tylko dlatego, że była najwszechstronniejsza, ale i z tego powodu, że uwidoczniała znaczenie elektroniki w gospodarce rozwiniętego kraju socjalistycznego.

Kluczową pozycję zajmuje przemysł podzespołów elektronicznych, który w Czechosłowacji osiągnął wysoki stopień rozwoju. W ubiegłym roku rozpoczęto produkcję podstawowych układów wchodzących w skład mikroprocesorowego systemu typu MH3000. System MH3000, bipolarny, w skład którego wchodzą układy produkowane technologią „Schottky TTL" o dużej szybkości działania, umożliwia skonstruowanie, w połączeniu z obecnie produkowanymi układami pamięciowymi, 16-bitowego systemu mikroprocesorowego. W opracowaniu znajduje się unipolarny (MOS) system mikroprocesorowy MHB8080; niektóre układy wchodzące w skład tego systemu są już produkowane. W oparciu o porozumienie między rządami CSSR i ZSRR powstaje kolejny system mikroprocesorowy, zbliżony do systemu 8086. Część układów tego systemu będzie produkować Czechosłowacja (bipolarne układy peryferyjne), a część Związek Radziecki (jednostka centralna, technologia HMOS).

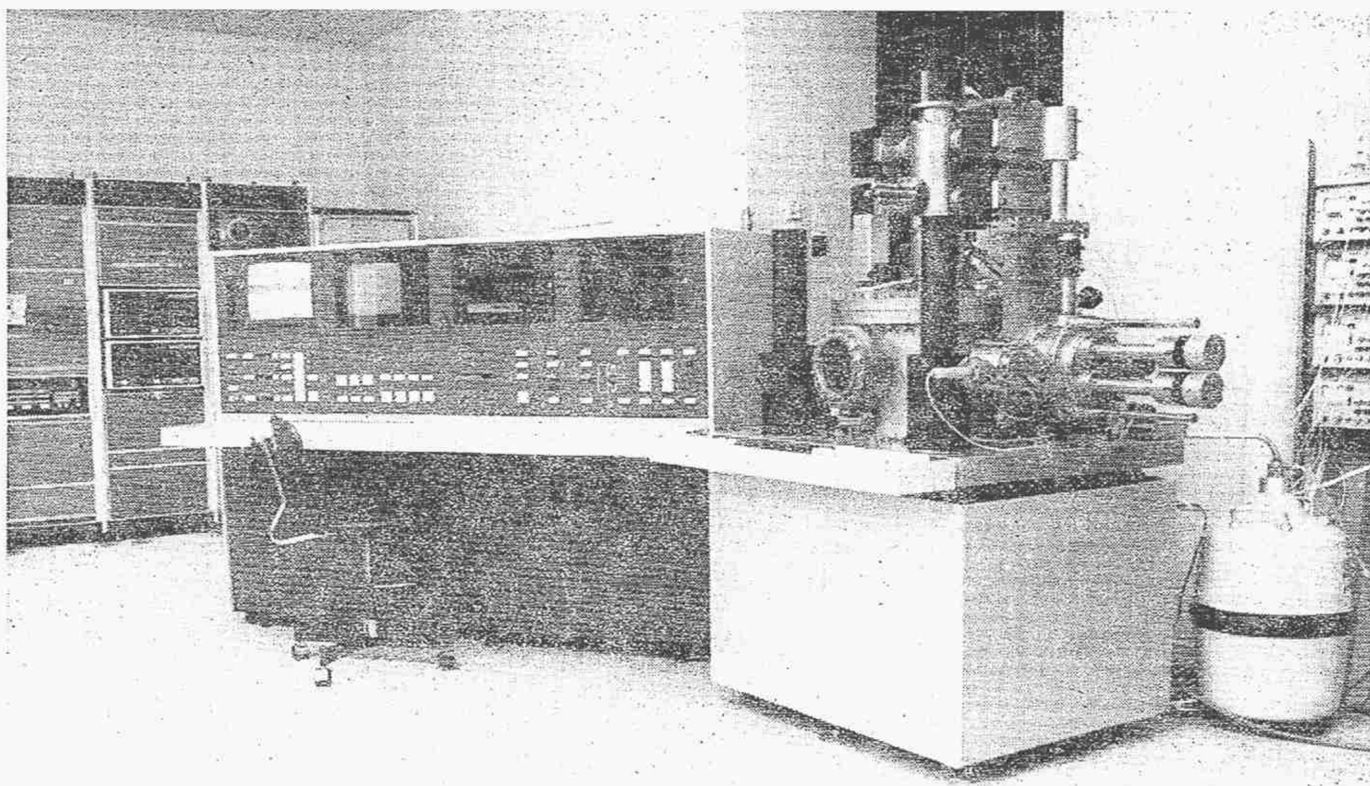
Zakłady wchodzące w skład kombinatu Tesla produkują również podstawowe układy scalone niezbędne do elektronicznego sprzętu powszechnego użytku, w tym do odbiorników telewizji kolorowej, np. MBA530 – dekoder koloru PAL, MCA650 – synchroniczny demodulator SECAM/PAL, MDA2010, MDA2020 – wzmacniacze mocy m.cz. odpowiednio 18 W i 25 W. Warto zwrócić uwagę na kooperację Czechosłowacji z innymi krajami RWPG. W katalogu firmy Tesla znajduje się około 200 typów układów scalonych, tranzystorów i diod dostarczanych w ramach specjalizacji przez inne kraje, głównie Polskę i Niemiecką Republikę Demokratyczną.

Do urządzeń energoelektronicznych stosowanych np. w hutnictwie, m.in. do pieców elektrycznych, opracowano w zakładach ČKD Praha nowe typy tyrystorów o podwyższonej częstotliwości pracy. Tyrystory średniej częstotliwości typu SFT mogą pracować do częstotliwści ok. 10 kHz i charakteryzują się czasem wyłączania 12 do 20 μs, maksymalnym napięciem do 1200 V oraz maksymalnym prądem do 400 A. Tyrystory typu GATT mają jeszcze większą częstotliwość pracy – do 15 kHz i czas wyłączania ok. 6 μs, przy nieco mniejszych wartościach maksymalnych prądu i napięcia. Dzięki zwiększeniu częstotliwości pracy w przemysłowych przetwornicach częstotliwości uzyskuje się oszczędności energii rzędu 10%...15%.

Czechosłowacki przemysł produkuje również nowoczesne urządzenia technologiczne do produkcji półprzewodników. Największym osiągnięciem jest opracowanie urządzenia do litografii elektronowej.

Przy produkcji układów scalonych wielkiej skali integracji (VLSI) struktury poszczególnych układów scalonych na płytce krzemowej muszą być wykonywane z dokładnością większą niż 1 μm. Dotychczas stosowane urządzenia fotolitograficzne, wykorzystujące światło widzialne, są już bardzo mało dokładne.

Lepsze wyniki uzyskuje się zastępując strumień światła strumieniem elektronów. Wiązkę elektronów wytwarza się w urządzeniu, którego zasada działania przypomina lampę kineskopową. Wiązka elektronowa emitowana w próżni przez katodę jest ogniskowana i odchylana magnetycznie. Elektrony padają na płytkę krzemową pokrytą warstwą polimeru zmieniającego



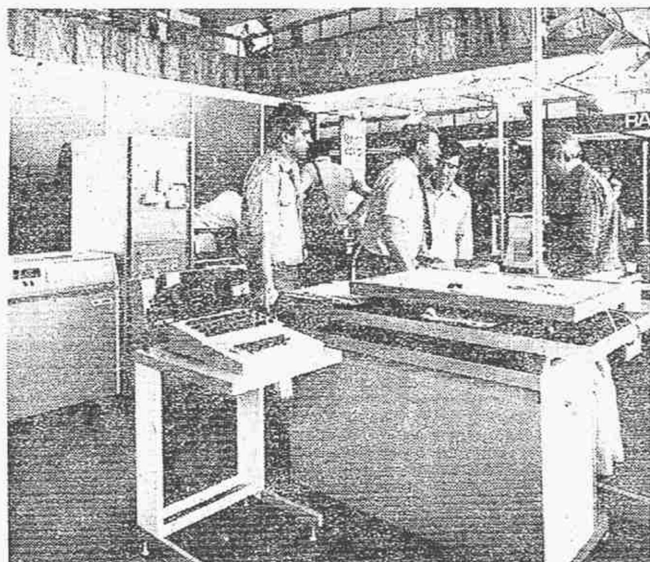
1

swoje właściwości pod wpływem „naświetlania" elektronami. Podczas obróbki poszczególnych struktur układów scalonych na płytce krzemowej metodą litografii elektronowej uzyskuje się dokładność rzędu 0,1 µm, niemożliwą do osiągnięcia innymi sposobami.

Dotychczas urządzenia do litografii elektronowej wytwarzały pojedyncze firmy zachodnie. Urządzenie typu BS600 (fot. 1) wystawione na targach w Brnie, opracowane wspólnie przez specjalistów czechosłowackich i radzieckich, jest pierwszym tego typu urządzeniem w krajach socjalistycznych. Charakteryzuje się następującymi podstawowymi parametrami. Maksymalne wymiary jednej struktury (chip) 6,55×6,55 mm. Rozdzielczość 0,1 µm. Przekrój wiązki elektronowej maksimum 6,3×6,3 µm z regulacją o podziałce 0,1 µm. Czas ekspozycji płytki krzemowej Ø 100 mm – 1000 s. Gęstość wiązki elektronów 2,5 A cm^{-2} przy przekroju 6,3×6,3 µm, trwałość katody wyrzutni elektronowej 5000 h.

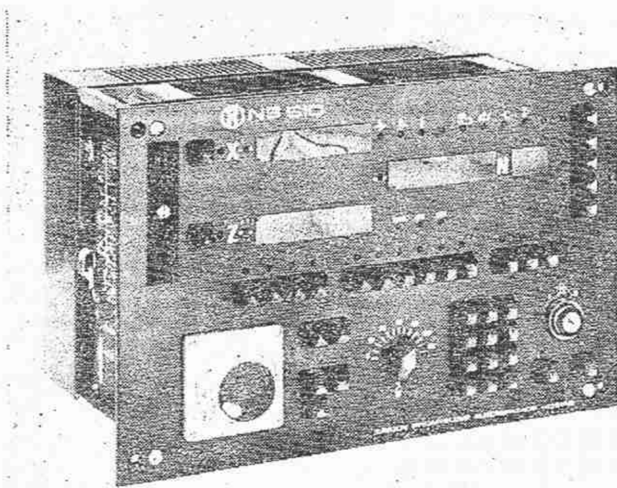
Produkowane są również automatyczne urządzenia testujące do układów scalonych. Zalicza się do nich Logimat 2 – BM568 – urządzenie służące do automatycznego sprawdzania układów scalonych TTL, DTL, RTL oraz CMOS w warunkach produkcyjnych. Urządzenie jest programowane za pomocą taśmy perforowanej. Z kolei tester typu TMSO1 jest przeznaczony do sprawdzania funkcjonalnego-dynamicznego układów scalonych, pamięci RAM i ROM. Urządzenie odznacza się dużą częstotliwością testowania (do 5 MHz). Tester jest programowany, dzięki czemu może być wykorzystywany do wielu typów pamięciowych układów scalonych.

2

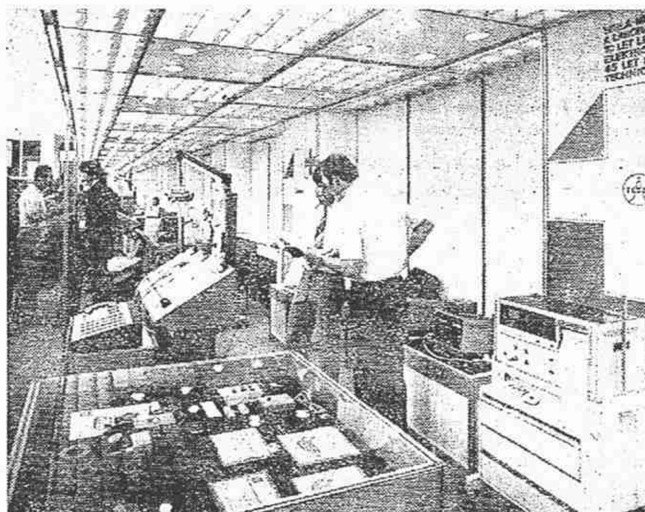


Znacznie bardziej rozbudowany jest uniwersalny system testujący typu PY-2, przeznaczony do kontroli układów scalonych LSI, takich jak pamięci RAM i ROM do 65k×16 bitów, mikroprocesory 8-bitowe, pomocnicze układy systemów mikroprocesorowych z liczbą końcówek do 40. System PY-2, którego praca jest sterowana i kontrolowana przez mikroprocesor, umożliwia wykonywanie pomiarów statycznych, dynamicznych oraz badań funkcjonalnych. Prędkość testowania do 10 MHz.

Obecnie trudno już sobie wyobrazić projektowanie bardziej złożonych urządzeń, nie tylko elektronicznych, bez pomocy maszyn cyfrowych. Typowym przedstawicielem urządzeń wspomagających prace inżynierskie może być interaktywny system graficzny typu IGS4500 znajdujący zastosowanie w biurach konstrukcyjnych przy projektowaniu, np. wirujących części maszyn – wirników, wentylatorów, turbin, ścieżek połączeń na płytkach drukowanych, topologii oraz masek układów scalonych LSI. Urządzenie znajduje także zastosowanie w kartografii, obliczaniu i kreśleniu planów budowli, projektowaniu autostrad i linii kolejowych. W skład systemu IGS4500 wchodzą: centrala sterująca typu ADT4500 z wewnętrzną pamięcią oraz urządzeniami peryferyjnymi, takimi jak: dziurkarka i czytnik taśmy perforowanej, pamięć kasetowa, drukarka mozaikowa, dwie pamięci taśmowe. W skład części graficznej wchodzą: automatyczny stół kreślarski (Digigraf), urządzenie do identyfikacji współrzędnych (Digitizer), kolorowy monitor graficzny, monitor alfanumeryczny i wreszcie drukarka dostosowana do pracy graficznej, np. do drukowania wykresów. Konstrukcja umożliwia prowadzenie bezpośredniego dialogu między operatorem i maszyną, a więc natychmiastowe kreślenie



3



4

fragmentu i korygowanie błędów. Na fot. 3 widoczny jest fragment urządzenia.

Silnie rozwinięty czechosłowacki przemysł obrabiarkowy stymuluje rozwój urządzeń numerycznego sterowania, toteż na targach prezentowano wiele systemów od nieskomplikowanych współpracujących z jedną obrabiarką do bardzo złożonych, kierujących pracą centrów obróbczych. Najprostsze systemy NS510 i NS520 (fot. 3) są przeznaczone do sterowania obrabiarkami według programu zadawanego bezpośrednio przez operatora. Obrabiarka współpracująca z tym systemem musi być dostosowana do elektronicznego sterowania. Program obrabiarki, dla dwu osi XY, w przypadku modelu NS510 lub trzech osi X, Y, Z – model SN520, jest ustalany za pomocą przycisków i cyfrowej klawiatury, umieszczonej w panelu, który może być wbudowany wprost do maszyny. Do kontroli programu służą pola odczytowe z półprzewodnikowymi wskaźnikami cyfrowymi.

Jako nowość był prezentowany bardziej złożony system sterujący NS560, przeznaczony do tokarni rewolwerowych i karuzelowych. Jednocześnie sterowane są dwie współrzędne. System NS560 jest wyposażony w mikrokomputer wykorzystujący 8-bitowy procesor produkcji „Tesli", będący odpowiednikiem mikroprocesora Inter 8080. Pulpit sterujący jest wydzielony i może być zainstalowany przy stanowisku pracownika obsługi. Informacje tworzące program są wprowadzane ręcznie i rejestrowane na taśmie perforowanej. Można także wprowadzać do pamięci urządzenia testy diagnostyczne i kontrolne.

Pamięć danych technologicznych jest typu RAM CMOS. Rezerwowe zasilanie umożliwia odłączenie urządzenia od sieci na przeciąg 72 godzin bez utraty zawartości pamięci. Program obróbki po praktycznym sprawdzeniu można zarejestrować za pomocą oddzielnej drukarki jeśli przewiduje się jego przechowywanie.

Najbardziej złożony system NS660 jest przeznaczony nie tylko do pojedynczych obrabiarek, może sterować również centrami obróbczymi. Umożliwia regulowanie ruchami w pięciu współrzędnych. Podobnie jak w porzednim urządzeniu wykorzystuje się czechosłowacki odpowiednik mikroprocesora 8080.

Elektronika z dużym trudem toruje sobie drogę do samochodów, ale w Czechosłowacji uczyniono już pierwsze kroki. Seryjnie produkuje się w zakładach PAL-MAGNETON zelektronizowane regulatory alternatora 12 i 24 V, znajdujące zastosowanie w samochodach osobowych, ciężarowychh i traktorach. Układy te są montowane w oparciu o elementy dyskretne, umieszczone na płytce drukowanej. Całość jest zamknięta w hermetycznej, metalowej obudowie.

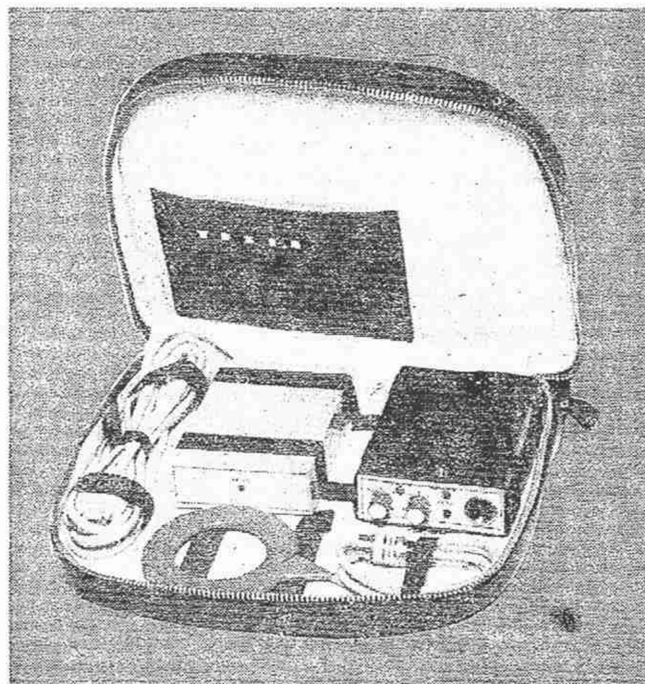
Po raz pierwszy zaprezentowano w tym roku elektroniczny układ zapłonowy. Nie jest to jeszcze produkcja seryjna; ta ma się rozpocząć w przyszłym roku. Brakowało niestety szczegółowych informacji o tym urządzeniu, ale jak wynika z podstawowych danych technicznych jest to układ zaliczany do pierwszej generacji. Mechaniczny przerywacz został zastąpiony czujnikiem indukcyjnym z wirującą zworą magnetyczną. Zastosowano cewkę zapłonową o zmniejszonej do ok. 0,8 Ω rezystancji, dzięki czemu uzyskano większą niż w konwencjonalnym układzie zapłonowym energię iskry. Wewnętrzny układ stabilizacyjny zapewnia prawidłową pracę układu przy napięciu zasilającym zmieniającym się od 5 do 18 V. W aparacie zapłonowym pozostał odśrodkowy, a więc mechaniczny regulator kąta wyprzedzenia zapłonu. Elektroniczny układ zapłonowy będzie stosowany w samochodach Skoda typ 105 i 120.

Czechosłowackie urządzenia elektromedyczne, zwłaszcza produkowane przez koncern Chirana, są już znane od wielu lat.

Tegoroczna ekspozycja sprzętu medycznego była również bardzo obszerna i obejmowała zarówno klasyczną już aparaturę, np. urządzenie rentgenowskie, wyposażenie chirurgiczne dla szpitali jak i nowoczesną zelektronizowaną aparaturę.

Warto zwrócić uwagę na kilka interesujących przyrządów,

5



których skonstruowanie stało się możliwe tylko dzięki rozwojowi elektroniki. Największym osiągnięciem jest implantowany stymulator pracy serca typu LSK300 produkcji zakładów Tesla. Jeśli częstotliwość pracy serca jest prawidłowa, stymulator pracuje jako monitor kontrolujący jedynie jego pracę. Jeśli natomiast częstotliwość pracy serca maleje, stymulator zaczyna pracować w sposób aktywny, generując impulsy o amplitudzie ok. 4,5 V, czasie 1 ms i częstotliwości ok. 72 Hz. Po uregulowaniu pracy serca stymulator powraca do pełnienia funkcji monitora. Urządzenie jest zasilane przez ogniwo litowe. Zależnie od obciążenia źródło zasilania pracuje bez wymiany od 60 do 84 miesięcy, a więc 5 do 7 lat. Całość urządzenia mieści się w obudowie z blachy tytanowej.

Jako nowość przedstawiono stymulator centralnego systemu nerwowego. Urządzenie to, typu LSN330 (fot. 5) również produkowane przez koncern Tesla, jest przewidziane do oddziaływania elektrycznymi impulsami na określone obszary centralnego systemu nerwowego. Służy do leczenia zakłóconych funkcji psychicznych lub motorycznych organizmu przy takich chorobach, jak epilepsja, paraliż dziecięcy, bóle fantomowe. Urządzenie składa się z części implantowanej – odbiornika i elektrody oraz części zewnętrznej – nadajnika, anteny nadawczej, akumulatora zasilającego aparaturę wraz z prostownikiem do ładowania. Odbiornik umieszcza się metodą inplantacji bezpośrednio na kości czaszki pacjenta, a elektrodę wprowadza do mózgu. Odbiornik nie mający własnego zasilania jest sprzężony z nadajnikiem za pomocą anteny w postaci cewki sprzęgającej. Sygnały impulsowe są przesyłane na częstotliwości radiowej. Częstotliwość impulsów można regulować w zakresie od 7 do 200 Hz. Szerokość impulsów 0,4 ms. Amplituda jest regulowana w granicach od 0 do 5 V. Stymulator jest oryginalnym opracowaniem, chronionym patentem.

Także jako nowość było prezentowane urządzenie kriochirurgiczne, produkowane przez koncern Chirana. Za jego pomocą chirurg może dokonać miejscowego zamrożenia chorej tkanki, a następnie usunąć ją operacyjnie w sposób bezkrwawy. Tego rodzaju aparaturę stosuje się przy schorzeniach skóry, operacjach plastycznych, chirurgii szczękowej itp. Elektroniczne urządzenie pomiarowo-kontrolne, będące podstawową częścią aparatury, służy do pomiaru i regulacji temperatury narzędzia operacyjnego, kontroli czasu operacji oraz kontroli zapasu czynnika chłodzącego w zbiorniku. Temperaturę można regulować w granicach od 0 do −195°C. Maksymalna szybkość ochładzania narzędzia operacyjnego wynosi −15°C/s. Zapas czynnika chłodzącego, którym jest płynny azot, mieszczącego się w zbiorniku o pojemności 0,3 l, wystarcza na 20 do 30 min czasu trwania operacji. Dokładność pomiaru temperatury ±1°C. Masa narzędzia operacyjnego 1 kg. *inż. Janusz Justat*

Kilka uwag o zniekształceniach TIM

O dynamicznych zniekształceniach, oznaczonych skrótem TIM, pisaliśmy w 1978 r. [1]. Obecnie przypominamy tylko, iż zagadnienie powstawania tych zniekształceń nabrało rozgłosu w latach siedemdziesiątych. Zauważono wówczas, że tranzystorowe wzmacniacze m.cz., o wydawałoby się znakomitych parametrach, przy ocenie subiektywnej odtwarzanych nagrań nie dawały pożądanego efektu. Jakość brzmienia muzyki nie była dobra, nosiła piętno jakichś specyficznych zniekształceń. Istotnie, wykryto w niedługim czasie mechanizm powstawania zniekształceń, które nie ujawniały się przy badaniu wzmacniaczy metodami konwencjonalnymi. Zniekształcenia te występowały szczególnie wyraźnie w niektórych wzmacniaczach z głębokim ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Wykrycie przyczyn powstawnia zniekształceń TIM umożliwiło eliminowanie głównych przyczyn powstawania tych zniekształceń.

Wzmacniacze konstruowane w ostatnich latach, szczególnie droższe wzmacniacze Hi-Fi, wnoszą bardzo małe zniekształcenia TIM nie dające się praktycznie zauważyć. Ponieważ problem zniekształceń TIM w wzmacniaczach konstruowanych przez amatorów jest nadal aktualny, w artykule tym podamy kilka uwag dotyczących tego zagadnienia, które mogą się okazać przydatne.

WPŁYW TIM NA BRZMIENIE AUDYCJI

Słowne określenie efektów powodowanych przez zniekształcenia TIM jest trudne i niejednoznaczne. Ogólnie można scharakteryzować wpływ TIM jako „szorstkość" i twardość" dźwięków muzyki, zacieranie się naturalnej miękkości dźwięków i pogorszenie się „przezroczystości" obrazu muzycznego audycji. W brzmieniu dźwięków muzyki pojawia się coś niepokojącego, nienaturalnego, lecz trudnego do zdefiniowania.

Wiadomo, że wiele cech charakterystycznych instrumentów muzycznych słuch nasz rozpoznaje na podstawie przebiegu narastania dźwięku.

Nikt nie rozpozna dźwięków fortepianu, jeżeli taśmę magnetyczną z ich zapisem odtworzy się w kierunku przeciwnym, bowiem właśnie gwałtowne narastanie dźwięku po uderzeniu w klawisz jest bardzo charakterystyczną cechą tego instrumentu. W instrumentach dętych, w okresie narastania dźwięku zmienia się widmo dźwięku. W pierwszej chwili pojawia się dźwięk wywołany strumieniem powietrza (pobudzającym), a dopiero później pojawiają się składowe wytwarzane przez układy rezonansowe instrumentu. Podobnie jest w przypadku skrzypiec, gdyż wcześniej drga struna, a nieco później zaczynają drgać wnętrze i ścianki pudła rezonansowego. W bardzo wielkiej liczbie instrumentów muzycznych największe amplitudy występują w końcu narastania dźwięku.

Jak wynika z powyższego, okresom narastania dźwięków mogą towarzyszyć zniekształcenia TIM, co jest wysoce niekorzystne wobec dużego znaczenia tych właśnie elementów dźwięku na subiektywne odczucia słuchu. Tym też należy tłumaczyć fakt, że zniekształcenia TIM są najbardziej zauważalne przy odtwarzaniu nagrań muzyki lekkiej, zawierającej wiele dźwięków wysokich i dźwięków instrumentów perkusyjnych, przy wysokim poziomie średnim całego nagrania. Przy ocenie wzmacniaczy pod kątem zniekształceń TIM zalecić należy korzystanie z najnowszych nagrań płytowych muzyki lekkiej, zrealizowanych przez renomowane wytwórnie fonograficzne.

W przypadku wzmacniaczy skonstruowanych przez amatorów oraz wzmacniaczy eksploatowanych przez dłuższy czas, nie należy zapominać o możliwości występowania silnych zniekształceń nieliniowych, wywołujących znane efekty „chrypienia", „zanieczyszczenia" dźwięków składowymi nie występującymi w oryginale i znacznego pogorszenia jakości brzmienia. Nie należy sugerować się wówczas bardziej subtelnym problemem zniekształceń typu TIM, a przede wszystkim doprowadzić wzmacniacz do właściwego stanu – dobrych parametrów badanymi metodami konwencjonalnymi.

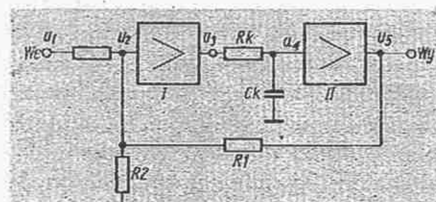
W tym miejscu warto zwrócić uwagę na zniekształcenia nieliniowe powodowane niesymetrią ramion układu pracującego w klasie B lub AB.

Idealny wzmacniacz klasy B można rozpatrywać jako dwa wzmacniacze, z których każdy odtwarza tylko jedną połowę przebiegu zmiennego. Wzmocnione sygnały dadzą przebieg niezniekształcony tylko w przypadku, gdy oba ramiona wzmacniacza są identyczne elektrycznie. W innym przypadku przebieg na wyjściu jest zniekształcony. W wielu wzmacniaczach pracujących w klasie B lub głębokiej klasie AB występują zniekształcenia nieliniowe już przy niewielkich wartościach amplitudy sygnału. Takie zniekształcenia nie są z pewnością zniekształceniami TIM.

NIEKTÓRE WSPÓŁZALEŻNOŚCI

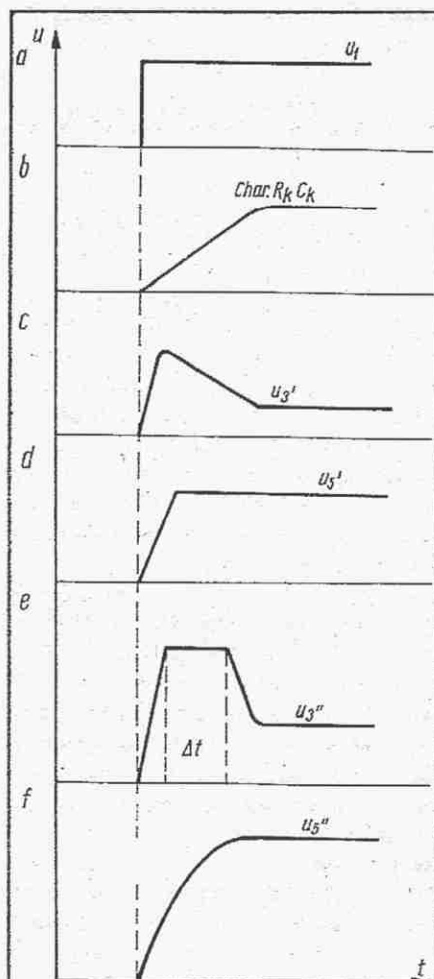
Z techniki impulsowej jest znany parametr określający szybkość zmian napięcia wyjściowego (slow rate) wyrażany w V/μs; oznaczmy go symbolem SR. Jest wielce pożyteczne stosować go również w odniesieniu do wzmacniaczy Hi-Fi. Można przyjąć, że każdy stopień (człon) wzmacniacza Hi-Fi charakteryzuje określona największa szybkość zmian napięcia wyjściowego.

Rozważmy określone cechy dwuczłonowego wzmacniacza z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 1. Wzmacniacz taki zawiera człon korekcyjny Rk, Ck, którego zadaniem jest takie osłabienie sygnałów o większych częstotliwościach,



Rys. 1. Schemat blokowy wzmacniacza m.cz. z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego

aby wzmacniacz nie wzbudzał się wskutek oddziaływania sprzężenia zwrotnego przy występowaniu zniekształceń fazowych (patrz rys. 2b). Jeżeli pobudzimy wejście wzmacniacza impulsem o stromym zboczu („skokiem napięcia") o niewielkiej amplitudzie (patrz rys. 2a), to na wyjściu pierwszego członu pojawi się napięcie u3' o przebiegu przedstawionym na rys. 2 c, a na wyjściu wzmacniacza – napięcie u5' o przebiegu przedstawionym na rys. 2d. Wskutek działania ujemnego sprzężenia zwrotnego układ dąży do skorygowania charakterystyki i zwiększenia parametru SR wzmacniacza, ograniczonego głównie przez człon korekcyjny Rk, Ck. W takim zakresie pracy ujemne sprzężenie nie przyczynia się w żadnym razie do powstawania zniekształceń TIM, a przeciwnie –



Rys. 2. Przebiegi w różnych miejscach wzmacniacza pobudzonego skokiem napięcia (wyjaśnienia w treści artykułu)

polepsza parametry wzmacniacza i pod tym względem. Gdy doprowadzimy do wejścia impuls napięcia o większej amplitudzie, to przebieg zjawisk będzie inny. Ponieważ napięcie ujemnego sprzężenia zwrotnego pojawia się z opóźnieniem, spowodowanym głównie przez układ korekcyjny Rk, Ck, człon pierwszy zostanie przesterowany. Wobec jego nasycenia w okresie Δt (patrz rys. 2e) nie będzie przenoszony żaden sygnał zmienny, który ewentualnie zostałby nałożony na doprowadzany do wejścia skok napięcia (u1) oraz ulegnie pogorszeniu działanie korekcyjne ujemnego sprzężenia zwrotnego, co widać po mniejszej stromości narastania przebiegu wyjściowego. u5" (rys. 2f).

Z przedstawionych rozważań wynikają dwa wnioski: zniekształcenia TIM powstają dopiero przy większym wysterowaniu wzmacniacza; na wartość zniekształceń TIM mają znaczny wpływ właściwości stopnia wejściowego i innych znajdujących się przed układem korekcyjnym ograniczającym wzmocnienie dla większych częstotliwości. Ten drugi wniosek wynika bezpośrednio z porównania krzywych na rys. 2. Istotnie, gdyby przy większym sygnale na wejściu człon pierwszy nie uległ nasyceniu, to przebiegi byłyby takie, jak na rys. 2 c i 2d. Należy zwrócić więc uwagę na zastosowanie takich układów w stopniach wejściowych i stopniach wzmocnienia napięciowego, aby nie ulegały one łatwo przesterowaniu i miały odpowiednio wielkie zapasy napięciowe.

Szybkość zmian napięcia wyjściowego pierwszego członu wzmacniającego zależy wyłącznie od jego własności i jest określona parametrem SR. Z przedstawionych na rys. 2 krzywych wynika, że jest wielce wskazane, aby wartość SR była wielka, bowiem tylko wówczas jest możliwe korygowanie opóźnienia wnoszonego przez człon korekcyjny Rk, Ck. Może wystąpić przypadek, że człon pierwszy wzmacniacza ma parametr SR o tak małej wartości, że sam wnosi opóźnienia przyczyniające się do powstawania zniekształceń. Przypadek taki może wystąpić w praktyce przy stosowaniu wzmacniaczy operacyjnych o niedostatecznej wartości SR. Jeżeli więc stosuje się wzmacniacze operacyjne, to powinny być to wzmacniacze dostatecznie szybkie [2]. Należy dążyć, aby wszystkie człony wzmacniacza były dostatecznie szybkie. Można przyjąć [2], że wartość SR powinna wynosić co najmniej ⩾ 0,5. Um (Um – maksymalna wartość amplitudy na wyjściu). Tak więc np. zalecana wartość SR dla stopnia końcowego wzmacniacza o mocy 100 W/4 Ω, wynosi co najmniej: 14 V/μs. Dodać wypada, że najnowsze wzmacniacze Hi-Fi renomowanych firm cechują znacznie większe wartości parametru SR. Na przykład, wzmacniacz TEAC typu MA7 o mocy 150 W/8 Ω ma wg danych katalogowych SR = 120 V/μ. Wiele zaleceń dotyczących zminimalizowania współczynnika zawartości harmonicznych i współczynnika zniekształceń intermodulacyjnych dotyczy także zniekształceń TIM. Do najbardziej skutecznych należy zaliczyć stosowanie wzmacniaczy z wielką rezerwą mocy, taką, aby przy średniej wartości sygnału wzmacniacz oddawał 2...5% mocy oraz zastosowanie przed wzmacniaczem mocy – filtru obcinającego składowe sygnału o częstotliwościach większych od 12...15 kHz.

A.W.

LITERATURA

1. Dynamiczne zniekształcenia intermodulacyjne wzmacniaczy tranzystorowych. „Radioamator" nr 2/1978
2. Zelený P., Ocásek L.: Dynamicka zkresleni SID/TIM. „Amaterske Radio" nr 2 i 3/1981
3. Kasmietlijew W.: Dynamiczeskije iskażenija w usilitielach moszcznosti s differencjalnym wchodom. „Radio" (radz.) nr 1/1981
4. Fieklistow A., Kłopow W.: O wlijanii dinamiczeskich iskażenji na wosprijatie tembra. „Radio (radz.) nr 7–8/1981

Zakłócenia, szumy i ich pomiary - Część II

POMIARY SZUMU BIAŁEGO

Pomiary szumów są wykonywane przeważnie w obwodzie wyjściowym (urządzenia, toru itd.). Uzasadnione to jest tym, że poziom napięcia (prądu) szumów jest zwykle większy na wyjściu niż u wejścia układu oraz przeprowadzając pomiary na wyjściu unika się niebezpieczeństwa oddziaływania na wejście bądź naruszenia warunków normalnej jego pracy. Gdy zachodzi potrzeba odniesienia szumów do wejścia układu (szumy równoważne), to najdogodniej jest zmierzyć szumy na wyjściu układu i podzielić przez współczynnik wzmocnienia układu (znany, bądź dodatkowo pomierzony).

Miernik zastosowany do pomiaru szumów powinien spełniać następujące wymagania:

- prawidłowo reagować na moc szumów,
- mieć współczynnik szczytu co najmniej równy 4 (powinien mierzyć, a nie „obcinać" przebiegi o amplitudzie 4-krotnie większej od wartości skutecznej napięcia lub prądu mierzonego szumu),
- szerokość pasma częstotliwości miernika powinna być kilkakrotnie większa od szerokości pasma energetycznego mierzonego szumu.

Najlepszy byłby miernik wartości skutecznej (prawdziwy), który mierzyłby moc cieplną szumów wydzielaną w rezystorze. O taki miernik jest jednak bardzo trudno. Przeważnie korzysta się z mierników przeznaczonych do pomiaru przebiegów sinusoidalnych. Taki miernik zawiera zestaw rezystorów, prostownik i miernik wychyłowy prądu stałego reagujący na wartość średnią prądu przepływającego przez cewkę ruchomą. Wartość skuteczna przebiegu sinousoidalnego jest 1,11 razy większa od wartości średniej. W przypadku szumu białego różnica ta wynosi 1,25. Tak więc przy pomiarze szumu białego należy pomnożyć wartość odczytaną na skali przez 1,13 (dodać 1,1 dB). Pomiarów należy dokonywać przy niewielkim wychyleniu się wskazówki w celu uniknięcia obcinania przebiegów szumowych o wielkich wartościach amplitudy.

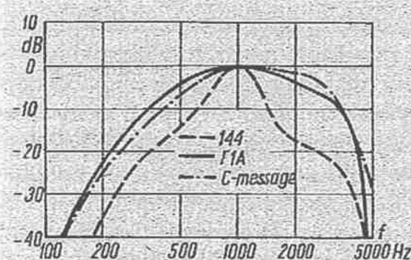
Do pomiaru przebiegów szumowych nie mogą być stosowane mierniki wartości szczytowych, ponieważ wynik pomiaru będzie nieokreślony, zależny głównie od parametrów samego miernika. Nie dotyczy to specjalnych mierników przeznaczonych do pomiaru zakłóceń i szumów w radiofonii, o których piszemy niżej.

Bardzo przydatnym przyrządem do pomiaru szumów (w tym i szumu białego) jest oscyloskop o dostatecznie szerokim pasmie, zaopatrzony w płytkę z siatką współrzędnych (raster). Wartość skuteczna szumu białegó zmierzona na oscyloskopie jest w przybliżeniu równa wartości międzyszczytowej, odczytanej na siatce, podzielonej przez 8. Zaletą oscyloskopu jest możliwość łatwego stwierdzenia charakteru mierzonego przebiegu. Gdy występuje, jednocześnie z przebiegiem szumowym, przydźwięk sieci elektroenergetycznej lub pulsacja napięcia zasilającego, jest to łatwo wykrywalne i nie popełnia się błędu mierząc łącznie przebieg szumowy i nadmierny przydźwięk. Przy pewnej wprawie jest możliwe określanie wartości przebiegu szumowego na tle sinusoidy przydźwięku sieci elektroenergetycznej, bowiem obraz tych przebiegów na ekranie oscyloskopu różni się bardzo wyraźnie.

Zależnie od celu pomiarów i spodziewanego źródła przebiegów szumowych (zakłócających) pomija się zaobserwowane na ekranie oscyloskopu, rzadko występujące większe wartości międzyszczytowe. Jest to szczególnie istotne przy pomiarach szumów złożonych, pochodzących z kilku źródeł jednocześnie (nie będących „czystym" szumem białym).

FILTRY PSOFOMETRYCZNE

Już w początkowym okresie rozwoju telefonii zauważono, że wyrażenie szumów torów telefonicznych bezpośrednio wartością skuteczną napięcia tych szumów nie ma wielkiego sensu, bowiem istotne są szumy słyszane przez rozmówcę telefonicznego, a nie „jakaś" wartość wykazywana na skali woltomierza. Słuch ludzki ma, jak wiadomo, określone własności i jego czułość nie jest jednakowa w odniesieniu do dźwięków o różnej częstotliwości i o różnej głośności. Poza tym między uchem rozmówcy i torem telefonicznym



Rys. 1. Charakterystyki filtrów psofometrycznych stosowanych w telefonii amerykańskiej od lat 20-tych poczynając

znajduje się przetwornik elektroakustyczny w postaci słuchawki, który może być rozpatrywany jako filtr elektryczny o określonych własnościach. Po przeprowadzeniu odpowiednich badań ustalono charakterystykę filtru psofometrycznego, który należy włączyć między tor telefoniczny i woltomierz, aby określać obiektywnie (w sposób technicznie ujednolicony) zakłócenia odczuwane fizjologicznie.

Na rysunku 1 przedstawiono charakterystyki trzech filtrów psofometrycznych, które służyły do pomiaru „ważonych" (weighted) szumów w telefonii amerykańskiej. Charakterystyka 144 powstała w latach dwudziestych w oparciu o bardzo rozpowszechniony aparat telefoniczny Western Electric typ 144.

W latach trzydziestych, wobec udoskonalenia stosowanych aparatów telefonicznych, okazało się celowe zastosowanie filtrów psofometrycznych o charakterystyce F1A. W związku z wprowadzeniem coraz to lepszych aparatów telefonicznych, w latach pięćdziesiątych, upowszechniły się filtry psofometryczne o charakterystyce „C-message" (zwanej również „Telegram C") stosowane do dziś w firmie Bell System, eksploatującej większość sieci telefonicznych USA.

Krótka analiza tych krzywych jest bardzo pouczająca. Widać wyraźnie, jak doskonalenie aparatów telefonicznych (głównie słuchawek) i zwiększenie wymagań na pasmo przepustowe torów telefonicznych wpływały na zmianę charakterystyki filtru psofometrycznego, głównie w kierunku zmniejszenia tłumienia większych częstotliwości akustycznych.

Problematyką telefonicznych sieci zajmuje się organizacja międzynarodowa CCITT (Comité Consultative International Télégraphique et Téléphonique). Opracowuje ona zalecenia dotyczące sieci telekomunikacyjnych, a w tym i metod pomiaru zakłóceń oraz szumów.

Z chwilą powstania radiofonii, a szczególnie w miarę szerokiego wykorzystania linii teletransmisyjnych do przekazywania programów radiofonicznych między miastami i krajami, wyłonił się problem filtrów psofometrycznych dla potrzeb radiofonii. Przeżyły one ewolucję, podobnie jak filtry stosowane w telefonii, której opisywać nie będziemy, podając na rys. 2 charakterystykę obecnie zalecaną przez CCIR (Comité Consultative International Radiotélégraphique), przyjętą w 1970 r. i ogłoszoną w dokumencie 468. Charakterystyka ta różni się do poprzednich (zalecanych przez CCIR) znacznym przesunię-

ciem w kierunku wielkich częstotliwości (poprzednia charakterystyka opadała gwałtownie od częstotliwości 9 kHz poczynając).

Ta sama organizacja międzynarodowa w 1978 r. (dokument CCIR 468-2) ustaliła krzywą filtru pasmowo-przepustowego przeznaczonego do pomiaru w torach elektroakustycznych szumów „nieważonych" (ang. unweighted noise, niem. unbewertet Störpegel).

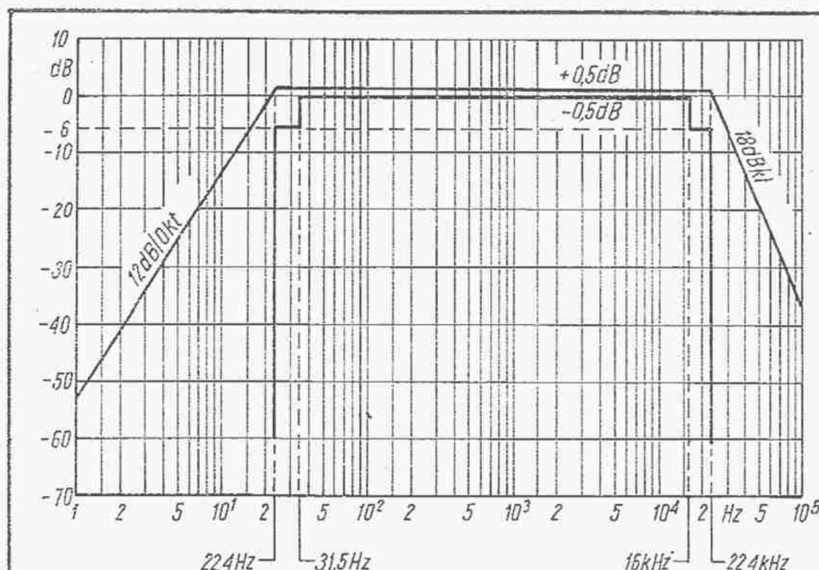
Na rysunku 3 są przedstawione granice, między którymi powinna przebiegać charakterystyka filtru. Logika zastosowania filtru pasmowo-przepustowego przy pomiarach szumów „nieważonych" wynika z okoliczności, że szumy położone poza granicą słyszalności człowieka nie mają z punktu widzenia torów elektroakustycznych znaczenia i należy je eliminować.

Jak z powyższego wynika, przy pomiarach torów elektroakustycznych i urządzeń, można mieć do czynienia z trzema wartościami szumów:

1. wartość szumów mierzona przez filtr psofometryczny (ang. weighted noise, niem. bewertet Störpegel, bewertete Geräuschspannung);
2. wartość szumów mierzona przez filtr pasmowo-przepustowy według rys. 3 (ang. unweighted noise, niem. unbewertet Störpegel);
3. wartość skuteczna napięcia lub prądu szumów w całym pasmie przenoszonym przez tor lub urządzenie.

W tym ostatnim przypadku, np. dwa wzmacniacze, które miały identyczne wartości szumów według 1. i 2. mogą dać różne wyniki, bowiem różnią się znacznie szerokością pasma przepustowego.

Liczne badania prowadzone przez radiofonie i organizacje przemysłowe wykazały ostatnio, że słuch ludzki jest dość czuły na zakłócenia impulsowe i w związku



Rys. 3.
Wymagania dotyczące filtru pasmowo-przepustowego zalecanego przez CCIR (dok. 468–2 z 1978 r.) – charakterystyka filtru powinna przebiegać między ustalonymi granicami

z tym pomiar wartości skutecznej napięcia (prądu) szumów nie jest optymalny. Zaproponowany został miernik wartości quasi – szczytowych, który zalecony został przez CCIR do zastosowania (1974 r – dok. 468-1). Miernik ten wykazuje, w przypadku szumu białego, wartość o 4...5 dB większą w porównaniu z woltomierzem wartości skutecznej.

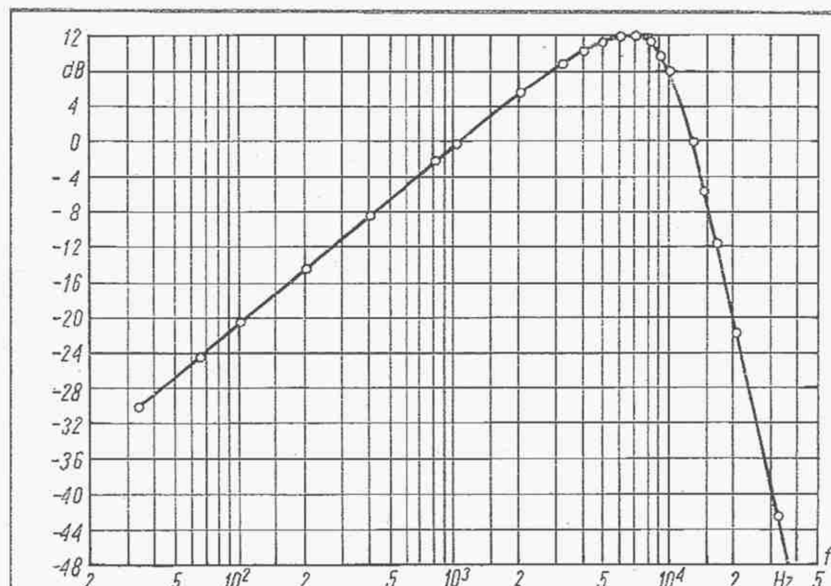
Warto wspomnieć, że zaproponowane nowe zalecenia CCIR zaniepokoiły mocno organizacje przemysłowe, wytwarzające sprzęt elektroakustyczny, bowiem powodują pogorszenie (w wyrazie liczbowym) wskaźników jakościowych urządzeń. Różnica jest znaczna, bowiem nowy filtr psofometryczny powoduje zwiększenie napięcia szumu białego o 4,4 dB, co łącznie z nowym miernikiem daje zwiększenie o 8,4...9,4 dB. Jeszcze gorzej przedstawia się sprawa przy porównaniu z wynikami pomiarów według zaleceń IEC (International Electrotechnical Commission), bowiem różnica może wynosić aż 12...15 dB. Producenci urządzeń chcieliby utrzymania norm pomiarowych, które nie dawałyby „pogorszenia", chociażby tylko pozornego parametrów urządzeń elektroakustycznych, co ich zdaniem utrudnia reklamę i może zniechęcać klienta z reguły źle zorientowanego w subtelnościach technicznych. Przykładem tej tendencji niech będą zalecenia amerykańskiego IHF (Institute of High Fidelity) z 1978 r., który zaleca dwie metody:

- „starą" charakterystykę filtru według IEC i pomiar wartości skutecznej szumów,
- przyjęcie zmodyfikowanej charakterystyki CCIR (patrz rys. 2), przy czym modyfikacja polega na przesunięciu poziomu „0" na częstotliwość 2 kHz oraz zastosowaniu miernika wartości średnich według norm amerykańskich (Average-Responding Meter). Metoda została określona oznaczeniem CCIR/ARM.

W RFN, kraju o wysokim poziomie wiedzy w zakresie elektroakustyki, panuje tendencja do pokonania oporów i przyjęcia w normach DIN zaleceń CCIR jako obiektywnie najprawidłowszych. W naszym kraju nie widać przyczyn, dla których zalecenia CCIR nie miałyby być przyjęte w całej rozciągłości.

POMIARY SZUMOWE WZMACNIACZY M.CZ.

Zagadnienie pomiarów szumów rozpatrzymy dokładniej w odniesieniu do wzmacniaczy m.cz. Wiele zasad dotyczących wzmacniaczy odnosi się również do innych urządzeń (czwórników wchodzących w skład toru elektroakustycznego). Specyficzne problemy pomiaru szumów magnetofonów i gramofonów są opisane oddzielnie.



Rys. 2. Charakterystyka filtru psofometrycznego zalecana przez CCIR do zastosowania w radiofonii (dok. 468 z 1970 r.) i jego uzupełnienia

Zacznijmy od ustalenia sposobów wyrażania wielkości charakteryzujących szumy, dążąc do wyrażenia szumów w decybelach, co ułatwi posługiwanie się wynikami.

Bezwzględny poziom szumów (zakłóceń) najlepiej wyrażać w dB w odniesieniu do napięcia 0,775 V. Należy więc posługiwać się wzorem:

$$n_b = 20 \lg \frac{U_{sz}}{0{,}775} \quad [dB]$$

w którym:
n_b – bezwzględny poziom szumów [dB],
U_{sz} – napięcie szumów [V].

W zależności od zastosowanych filtrów należy rozróżniać: bezwzględny poziom szumów ważony, bezwzględny poziom szumów nieważony.

Wskaźnikiem szumów nazywamy zastępczy poziom szumów (zakłóceń) odniesiony do wejścia wzmacniacza. Obliczymy go łatwo, odejmując wyrażone w dB wzmocnienie wzmacniacza od wartości bezwzględnego poziomu zakłóceń pomierzonego na wyjściu:

$$n_w = n_b - W_t \quad [dB]$$

przy czym:
n_w – wskaźnik szumów (załóceń) odniesiony do wejścia [dB],
W_t – wzmocnienie transmisyjne wzmacniacza [dB].

P r z y k ł a d
Bezwzględny poziom szumów wzmacniacza (ważony wynosi –66 dB.
Wzmocnienie wzmacniacza W_t = 40 dB. Wskaźnik szumów wzmacniacza n_w jest równy –106 dB.

Odstęp sygnału użytecznego od szumów (zakłóceń), ang. S/N, Signal to Noise Ratio; niem. SA, Störpegelabstand, może być obliczony dwoma sposobami.

1. Gdy jest znane napięcie znamionowe źródła sygnału na wejściu wzmacniacza (np. 10 mV w przypadku wzmacniacza do gramofonu elektrycznego z adapterem magnetycznym)

$$\Delta n_{sz} = (n_b) + W_t + 20 \lg \frac{U_{we}}{0{,}775} \quad [dB]$$

P r z y k ł a d
Wzmacniacz jak w przykładzie 1 ma służyć do wzmacniania sygnałów gramofonu elektrycznego. Odstęp sygnału użytecznego od szumu wyniesie:

$$\Delta n_{sz} = (-66) + 40 + 20 \lg \frac{0{,}010}{0{,}775} =$$

$$= 66 + 40 - 38 = 68 \ [dB]$$

2. Gdy jest znane napięcie znamionowe sygnału na wyjściu (np. 20 V w przypadku wzmacniacza o mocy 100 W przystosowanego do obciążenia o impedancji 4 Ω)

$$\Delta n_{sz} = (n_b) + 20 \lg \frac{U_{wy}}{0{,}775} \quad [dB]$$

P r z y k ł a d
Pomierzono bezwzględny poziom ważony szumów, który wyniósł 66 dB. Napięcie znamionowe wzmacniacza U_{wy} = 20 V. Odstęp sygnału użytecznego od szumów wynosi:

$$\Delta n_{sz} = 66 + 28 = 94 \ dB$$

Odstęp sygnału użytecznego od szumów tegoż wzmacniacza odniesiony do mocy wyjściowej 50 mW jest równy:

$$\Delta n_{sz,50} = 66 - 5 = 61 \ dB$$

Na rysunku 4 przedstawiono schemat stanowiska do pomiaru szumów. Pokazano na nim wszystkie przyrządy przydatne przy pomiarach szumów, w tym również tzw. psofometr, którym jest gotowy przyrząd zawierający potrzebne filtry (np. psofometr typ 2429 firmy Brüel-Kjaer zawierający cztery wbudowane filtry i dwa układy pomiaru napięcia, quasi-szczytowy i kwadratowy).

Kolejność pomiarów jest następująca:
– korzystając z generatora przeprowadza się pomiar wzmocnienia badanego wzmacniacza;
– przyłącza się odpowiedni rezystor do wejścia wzmacniacza (po odłączeniu generatora) i ogląda przebiegi szumowe na oscyloskopie: jeżeli składowa przydźwięku sieci jest zbyt wielka, to należy usunąć przyczynę tego niedostatku, bowiem pomiar szumów będzie wówczas nieprawidłowy;
– mierzy się bezwzględny poziom szumów nie ważony;
– mierzy się bezwzględny poziom szumów ważony;
– oblicza się wskaźnik szumów (zastępczy poziom szumów odniesiony do wejścia wzmacniacza);
– oblicza się odstęp sygnału użytecznego od szumów, w odniesieniu do znanej wartości znamionowego napięcia wejściowego lub napięcia wyjściowego (wartość napięcia może wynikać z norm, z danych katalogowych urządzenia, bądź zostać założona przez użytkownika).

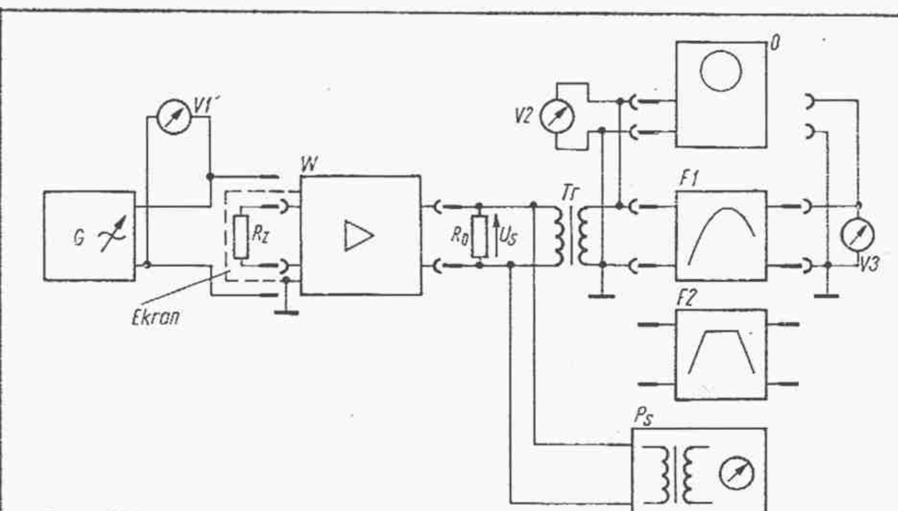
Wejścia wzmacniaczy przeznaczone do przyłączenia adaptera magnetycznego należy zamknąć rezystorem drutowym 2,2 kΩ (starannie ekranowanym). Wejścia wzmacniaczy mocy o czułości 0,5...1,55 V zwykle się zwiera. Wejścia innych wzmacniaczy zamyka się rezystorem o wartości podanej w normach lub katalogach bądź o wartości równej rezystancji źródła sygnału (mikrofonu, toru przewodowego itd.).

Dobrym wyposażeniem do pomiaru szumów mogą dysponować laboratoria i tylko nieliczni amatorzy. Jak ma postąpić elektronik-amator mający tylko skromne możliwości? Otóż podstawowym przyrządem umożliwiającym wystarczająco dokładne pomiary jest oscyloskop, o czym już wspomniano wyżej w przypadku szumu białego.

Analizując obraz przebiegów szumowych na ekranie, posługując się rastrem, określa się wartość międzyszczytową napięcia i dzieląc ją przez 8 szacuje się wartość skuteczną napięcia szumów. Jeżeli zamierzamy porównać ją z zaleceniami CCIR, to należy ją zwiększyć o 4 dB (1,6 razy).

Jeżeli pasmo przepustowe wzmacniacza (lub innego urządzenia) jest niewiele większe od 20 kHz, to filtr pasmowo-przepustowy (F2 na rys. 4) nie ma większego znaczenia i może być pominięty. W przypadku urządzenia szerokopasmowego (np. wzmacniacz przenoszący do 80 kHz) jest wskazane zastosowanie filtru dolnoprzepustowego RC o charakterystyce 18 dB/okt. (będzie to filtr złożony z trzech rezystorów i trzech kondensatorów).

Zamiast prawdziwego filtru psofometry-



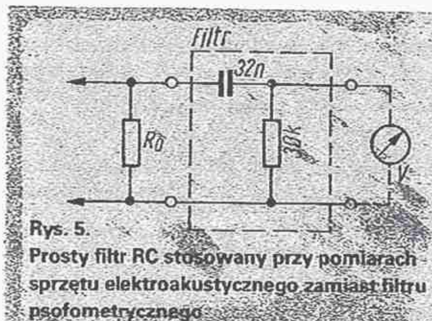
Rys. 4. Schemat stanowiska do pomiaru szumów
G – generator akustyczny, Rz – rezystor zastępczy, W – badany wzmacniacz, Ro – rezystor obciążający wzmacniacz, Tr – transformator oddzielający (nie we wszystkich przypadkach jest niezbędny), O – oscyloskop, F1 – filtr o charakterystyce psofometrycznej, F2 – filtr środkowoprzepustowy, Ps – psofometr uniwersalny z przełączonymi filtrami, V1 i V2 – woltomierze uniwersalne lub elektroniczne, V3 – woltomierz do pomiaru napięcia szumów (o charakterystyce kwadratowej lub specjalny quasi-szczytowy)

cznego, którego budowa wymaga użycia wielu elementów, można zastosować prosty filtr RC przedstawiony na rys. 5. Ma on mniej stromo opadającą charakterystykę w porównaniu z filtrem CCIR (patrz rys. 2), a więc jest mniej korzystny z punktu widzenia liczbowej charakterystyki szumów badanego wzmacniacza. Filtr taki był stosowany kiedyś w laboratoriach firmy Philips przy pomiarach sprzętu elektroakustycznego.

Nadmierny przydźwięk eliminuje się przy pomiarach za pomocą filtru górnoprzepustowego o częstotliwości granicznej 400 Hz.

Główne błędy przy pomiarach szumów to: nadmierny udział przydźwięku, zniekształcający wynik pomiarów oraz oscylacje pasożytnicze wzmacniacza lub przedostawanie się do układu składowych wielkiej częstotliwości (modulowane fale nośne silnych radiostacji mogą ulegać, w złośliwych przypadkach, detekcji, a przebiegi sumować się z szumami wzmacniacza).

Do pomiaru szumów używa się woltomierzy lampowych o kwadratowej charakterystyce. Uniwersalne woltomierze prądu zmiennego (o których pisaliśmy przy pomiarach szumu białego) mogą być używane tylko w tych przypadkach, gdy ich impedancja jest wystarczająco duża w porównaniu z rezystancją obciążającą wzmacniacz lub rezystancją wchodzącą w skład filtru (patrz rys. 5).



Rys. 5. Prosty filtr RC stosowany przy pomiarach sprzętu elektroakustycznego zamiast filtru psofometrycznego

POMIARY SZUMÓW MAGNETOFONÓW

Jeżeli potraktujemy magnetofon jako całość, to pomiar szumów ma sens wówczas, gdy obejmie również jedno z głównych źródeł szumu, tj. taśmę magnetyczną. W tym celu należy przeprowadzić „zapis" dostatecznie długiego odcinka stosowanej taśmy magnetofonowej przy wejściu zamkniętym rezystorem o wartości równej rezystancji źródła sygnału oraz regulatorach ustawionych jak do zapisu z danego źródła sygnału. Następnie należy odczytać tak „zapisaną" taśmę, mierząc jednocześnie szumy na wyjściu wzmacniacza (wzmacniacza odczytu, wzmacniacza mocy, itd.).

Wszystkie wielkości charakteryzujące szumy opisane wyżej w odniesieniu do wzmacniaczy mogą być stosowane przy pomiarach magnetofonów. Najczęściej mierzy się bezwzględny poziom szumów ważony i oblicza odstęp sygnału od szumów, znając wartość napięcia wyjściowego sygnału przy prawidłowym zapisie taśmy (1000 Hz, 400 Hz lub 333 Hz). Tak przeprowadzony pomiar jest według wymagań technicznych na badanie magnetofonów zbliżony do tzw. „pomiaru szumów poziomu ciszy" bowiem nie obejmuje on szumów modulacyjnych występujących tylko wraz z sygnałem użytecznym. Pomiar poziomu szumu ciszy przeprowadza się najczęściej przy zwartym wejściu wzmacniacza zapisującego.

Szumy (zakłócenia) magnetofonu składają się z: przydźwięku sieci i jego harmonicznych, napięć indukowanych w głowicy odczytującej wskutek niezupełnego skasowania poprzednich zapisów na taśmie, szumu taśmy i szumów wzmacniacza zapisującego oraz odczytującego.

Przydźwięk jest zwykle spowodowany oddziaływaniem pól rozproszonych na głowicę odczytującą.

Złe działanie głowicy kasującej może powodować niecałkowite kasowanie poprzednich zapisów, które później ujawniają się w postaci zakłóceń. Najczęstsze przyczyny tej wady, to zbyt mały prąd kasowania i złe przyleganie głowicy do taśmy (zabrudzenie, zużycie głowicy itd.).

Szumy taśmy są spowodowane przeważnie jej namagnesowaniem stałym polem magnetycznym. Takie namagnesowanie może być wywoływane: namagnesowaniem się jakiejś części magnetofonu, niesymetrycznym prądem kasowania i podkładu oraz zewnętrznym polem magnetycznym (pole magnesów trwałych lub niekiedy pole magnetyczne ziemskie).

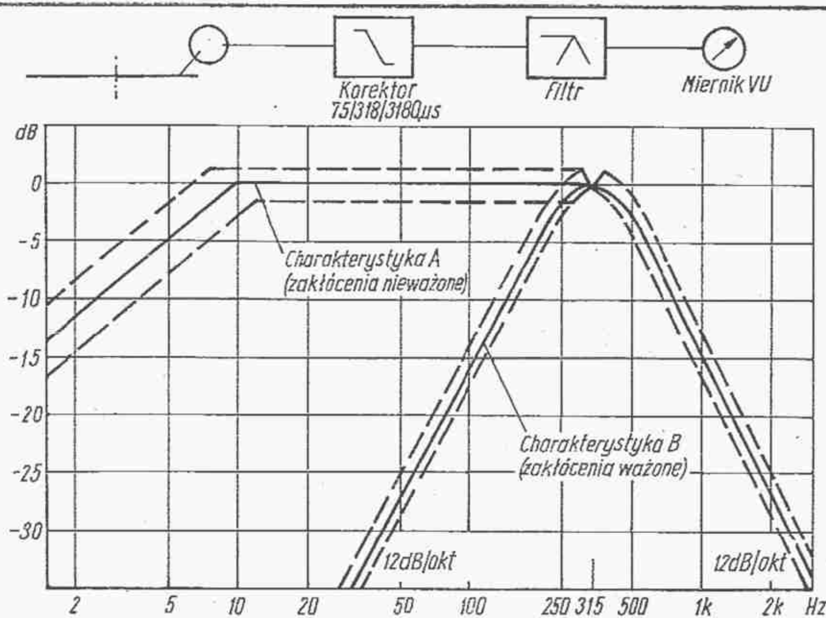
Do wykrywania trwałego magnesowania taśmy służy specjalna taśma, tzw. symetryzująca, która ma warstwę magnetyczną naniesioną w postaci poprzecznych prążków, w odstępach co ułamek centymetra. Taka taśma, jeśli nie jest namagnesowana, nie daje przy odczycie zauważalnych napięć na wyjściu. Natomiast w razie jej magnesowania się pojawia się sygnał zmienny o częstotliwości zależnej od prędkości przesuwu i gęstości rozmieszczenia prążków.

Poza pomiarami szumów całego magnetofonu mogą być przeprowadzane pomiary szumów poszczególnych członów (wzmacniacza zapisującego, wzmacniacza odczytującego, wzmacniacza mocy itd.). Należy w tym przypadku pamiętać o układach korekcyjnych, które stanowią zwykle integralną część wzmacniaczy i układów magnetofonowych.

Przy pomiarach magnetofonów stosuje się szeroko taśmy pomiarowe, które mają odcinki zapisane różnymi częstotliwościami i ustalonym poziomem. Dzięki tym taśmom, o znanych własnościach i parametrach zapisu, można dokonywać ujednolicenia procesu zapisywania i odczytywania przy posługiwaniu się różnymi magnetofonami. Służą one również do określania parametrów magnetofonów i parametrów taśm stosowanych przy eksploatacji magnetofonów.

POMIARY SZUMÓW W GRAMOFONACH

Jak już wspomniano, nowoczesna płyta będąca w dobrym stanie technicznym (czysta i nie porysowana) wywołuje niewielki szum przy odczytywaniu. Każdy elektronik-amator lub meloman zainteresowany techniką potrafi przeprowadzić odpowiednie przybliżone pomiary szumu



Rys. 6. Charakterystyki filtrów do pomiaru zakłóceń od wibracji mechanizmu gramofonów elektrycznych

swoich płyt, znając szumy wprowadzane przez posiadane wzmacniacze oraz stosując filtr górnoprzepustowy o częstotliwości granicznej około 1 kHz i charakterystyce 18 dB/okt. Filtr ten obetnie zakłócenia pochodzące od napędu, które nazywamy również zakłóceniami od wibracji mechanizmu (niem. Rumpelns). Praca silnika, niewyważenie części obrotowych, nieznaczna mimośrodowość, odkształcenie elementów mechanizmu dają łącznie wibracje, które przenoszą się na wkładkę adapterową i powodują zakłócenia leżące w zakresie od paru herców do około 1 kHz. Najbardziej precyzyjnie metody pomiarowe tych zakłóceń są ujęte w normach DIN. Normy te (przyjęte także przez IEC jako zalecenie międzynarodowe) przewidują zastosowanie dwóch rodzajów filtrów o charakterystykach przedstawionych na rys. 6, na którym to rysunku przedstawiony jest także układ pomiarowy.

Charakterystyka *A* zakłóceń nieważonych (DIN A-Rumpel-Fremdspannung) obejmuje częstotliwości od zera do około 2 kHz z tym, że płaska część charakterystyki rozciąga się od 10 do 315 Hz, a zbocza opadają 12 dB/okt. Charakterystyka *B* zakłóceń od wibracji mechanizmu ważonych (DIN B-Rumpel-Geräuschspannung) ma maksimum przy 315 Hz i zbocza 12 dB/okt. Charakterystykę *B* można nazwać „psofometryczną" w odniesieniu do zakłóceń od wibracji, bowiem eliminuje ona zakłócenia o najmniejszych częstotliwościach, słabo słyszalne bądź osłabiane silnie przez wzmacniacze i zespoły głośnikowe.

Odstęp sygnału użytecznego od zakłóceń powodowanych przez napęd i układ mechaniczny wynosi, w przypadku najlepszych gramofonów, 70 dB przy zastosowaniu filtru *B* oraz 50 dB przy zastosowaniu filtru *A*. W dobrych gramofonach popularnych wartości te wynoszą odpowiednio 60 dB i 40 dB.

Wielką pomocą przy pomiarach adapterów i całego toru odtwarzającego są płyty pomiarowe, które umożliwiają zbadanie charakterystyki częstotliwościowej całego toru i prawidłowe ustawienie poziomów napięcia oraz ewentualnie wprowadzenie korekcji charakterystyki odtwarzania. Dysponując płytą pomiarową dobrej marki (Brüel-Kjaer, EMT, Philips), można przeprowadzać pomiary porównawcze szumów posiadanych płyt i szumów płyty pomiarowej. Jako wzorzec szumu może służyć zwykła mało używana płyta dobrej marki, którą przeznaczy się tylko do tego celu.

Wiadomo, że polepszenie jakości odtwarzania płyt, w tym i zmniejszenie szumów uzyskuje się przy odtwarzaniu płyty zwilżonej. Zagranicą są produkowane płyny przeznaczone specjalnie do tego celu, ułatwiające jednocześnie utrzymanie płyty w wysokiej czystości.

Na zakończenie kilka informacji o starych płytach 78 obr/min. Niosą one w sobie silne zakłócenia od mechanizmu obracającego płytę przy jej nacinaniu (oryginał), natomiast brak jest sygnałów użytecznych poniżej 125 Hz. Należy więc stosować przy ich odtwarzaniu filtr obcinający najmniejsze częstotliwości (mniejsze od 100...130 Hz). W zakresie wielkich częstotliwości obserwuje się spadek poziomu sygnału powyżej 3,5 kHz, silne jego opadanie powyżej 4,5 kHz, a przy 5 kHz występują tylko szumy. Zaleca się więc zastosowanie przełączanego filtru dolnoprzepustowego o bardzo stromym zboczu (30...36 dB/okt) o częstotliwościach granicznych 3,5 kHz, 4,5 kHz i 6,3 kHz. Za pomocą korektora graficznego należy uwypuklić natomiast pasmo małych częstotliwości w pobliżu 250 Hz i pasmo w.cz. o częstotliwości środkowej 3 kHz.

A.W.

LITERATURA

1. Krastel O.: Störpegelmessung und Störpegelnormung. Funkschau 16/1981.
2. Libura B.: Taśmy magnetyczne. WKŁ 1974
3. Miszczak S.: Urządzenia elektroakustyczne WKŁ 1963
4. Ott H.W.: Metody redukcji zakłóceń i szumów w układach elektronicznych. WNT 1979
5. R. van Rijn: Spezial-Entzerrer für Schellackplatten. Funkschau 19/1980
6. Sereda J.: Pomiary w elektroakustyce. WKŁ 1981
7. Urbański B.: Technika zapisywania i odczytywania dźwięków. WKŁ 1977

FIRMA – przewodnik dla przedsiębiorczych

W październiku ub. r. ukazał się pierwszy numer FIRMY, nowego miesięcznika Wydawnictwa „Sigma" w miejsce wychodzącego do niedawna „Przemysłu Drobnego i Usług". Piękna oryginalna szata graficzna pisma zachęca do czytania.

Czasopismo omawia szeroko problemy techniki, technologii, ekonomiki i organizacji drobnej wytwórczości i usług, sfery o specyficznych potrzebach technicznych i problemach rozwojowych. Stawia sobie ambitne zadanie aktywnego uczestnictwa w formułowaniu i upowszechnianiu właściwej polityki wobec tego sektora, w przezwyciężaniu trudności i ograniczeń w rozwoju poszczególnych pionów drobnej wytwórczości, niezależnie od form własności, analizowania zgodności rozwoju tej sfery z najpilniejszymi potrzebami społecznymi.

Wiele miejsca zajmują w czasopiśmie zagadnienia techniki, zwłaszcza publikacje o wyraźnej przydatności dla zakładów małej i średniej skali wytwarzania. A więc: opisy urządzeń i procesów technologicznych przydatnych w wielu branżach drobnej wytwórczości i usług, wynalazki oraz propozycje nowych wzorów i wyrobów, opartych na opracowaniach zarówno krajowych, jak i zagranicznych godne szerszego upowszechnienia.

Czytelnicy znajdą w czasopiśmie również potrzebne informacje o możliwościach zakupu i sprzedaży niezagospodarowanych surowców i urządzeń, jak również podejmowania przez przemysł drobny i rzemiosło produkcji kooperacyjnej i eksportowej.

Pismo będzie systematycznie popularyzować zasady nowego systemu ekonomiczno-finansowego w celu szybszego efektywnego wdrożenia reformy gospodarczej w całej drobnej wytwórczości oraz usprawnienia jej funkcjonowania.

FIRMĘ można nabyć w niektórych kioskach „Ruchu", ale najlepiej jest ją zaprenumerować. Prenumeratę przyjmuje Zakład Kolportażu Wydawnictw NOT „Sigma", 00-950 Warszawa, skrytka pocztowa 1004, konto NBP III Oddz. Warszawa nr 1036-7490; warunki: kwartalnie – 180 zł, półrocznie 360 zł, rocznie 720 zł za 1 egz. Dodatkowe informacje o prenumeracie pod tel. (W-wa) 26-80-16.

Syntezer częstotliwości z fazową pętlą synchronizacji (PLL) – Część II

EUGENIUSZ ADAM WOŁOSZCZUK–SP7BJI

Szczegóły konstrukcyjne montażu przełącznika kontaktronowego, cewek oscylatora i jego płytki drukowanej są wyjaśnione na rysunkach 8, 9, 10 i 11. Szczegóły te odnoszą się do obu oscylatorów LC, które mają identyczną konstrukcję mechaniczną poza tym, że pomocniczy kontaktron PK1a w oscylatorze LC generatora wyjściowego jest umocowany pod płytką montażową (chassis) w miejscu, gdzie nad nią umocowana jest płytka drukowana oscylatora.

Dane techniczne elementów indukcyjnych zebrano w tablicy 4.

Poszczególne układy syntezera zmontowano na płytkach z laminatu szklano-epoksydowego, jednostronnie foliowanego miedzią. Dzięki przyjętej metodzie montażu detali od strony ścieżek łączących, osiągnięto szereg zalet, z których najważniejsza to łatwość dostępu przy doborze i wymianie detali. Płytki zostały umocowane w ekranujących obudowach z blachy aluminiowej o grubości 1 mm, wykonanych w kształcie pudełek. Wszystkie obudowy są przykręcone do podstawy z blachy duraluminiowej o grubości 2 mm.

Niezależnie od sposobu realizacji przez Czytelników rozwiązania mechanicznego obudowy syntezera, należy przewidzieć i wykonać otwory strojeniowe. Będą to:

– w obudowie synchronizacji „f" stałych – otwór dla trymera dostrojczego oscylatora kwarcowego (rys. 11);

– w obudowie synchronizacji „f" wyjściowej – otwory dla filtru pasmowego oraz otwór dla potencjometru SDF (rys. 11),

– w obudowach obu oscylatorów LC otwory dla cewek poszczególnych zakresów. Na obudowach warto oznaczyć jakiego pasma dotyczy cewka w danym otworze.

Należy wspomnieć jeszcze o tym, że obudowa musi być sztywna, bo to rzutuje zwłaszcza na stabilną pracę oscylatorów LC. Zastosowanie syntezera w transceiverze wymaga umocowania go jak najdalej od PA. Konstrukcja, montaż LMO oraz rozwiązanie napędu kondensatora strojeniowego powinny być jak najwyższej klasy, gdy jak wspomniano, stabilność LMO decyduje o stabilności syntezera.

URUCHOMIENIE

Do uruchomienia urządzeń potrzebne jest źródło prądu o napięciu +24 V/0,3 A oraz niezbędne przyrządy pomiarowe, jak: woltomierz w.cz., GDO oraz częstościomierz cyfrowy liczący co najmniej do 40 MHz.

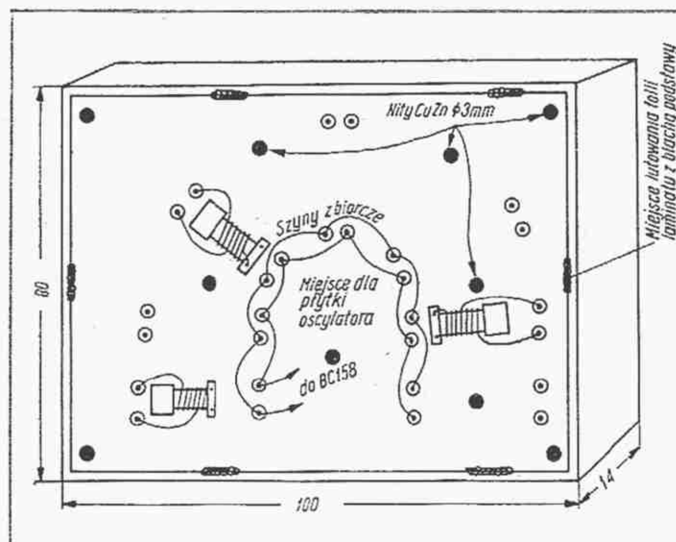
Znacznym ułatwieniem będzie posiadanie sondy o dużej rezystancji i małej pojemności wejściowej. Autor skontruował sondę (składającą się z wtórnika źródłowego tranzystora BF245, wzmacniacza szerokopasmowego z tranzystorem BF180 i wtórnika wyjściowego z tranzystorem 2N3866), która włączona na wejście licznika cyfrowego umożliwia bezdotykowy pomiar częstotliwości przez minimalne sprzężenie pojemnościowę (końcówka sondy w odległości około 0,5 cm od oscylującego obwodu rezonansowego). Sonda taka ma dużą zaletę, bowiem nie rozstraja badanego obwodu.

Tablice 1 i 2 (patrz nr 1/82) przedstawiają dwa różne, lecz na jednej zasadzie oparte plany częstotliwości. Plan podany w tablicy 1 dotyczy opisanego tu modelu syntezera. Tablica 2 podaje plan wcześniej wykonanego modelu.

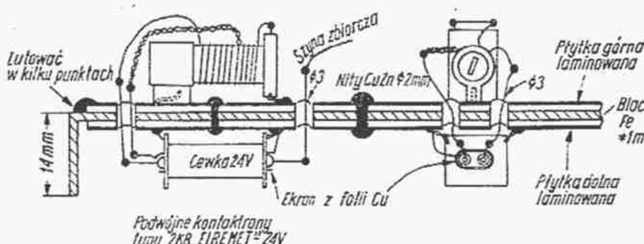
Uruchomienie syntezera zaczynamy od „małego PLL". Oscylator kwarcowy kalibrujemy, zdudniając jego harmoniczną, z częstotliwością najlepiej radiostacji wzorcowej, najlepiej MSF nadającej na częstotliwości 10 MHz, posługując się lepszej klasy radioodbiornikiem. Wzorzec MSF nadaje 24 godziny na dobę z programem: od 0 do 5 minut impulsy sekundowe, następnie 5 minut fala nośna, następnie znowu 5 minut impulsy sekundowe itd. Należy uniknąć pomyłki z wzorcem RWM, który pracuje 4 kHz niżej; łatwo go odróżnić, gdyż nadaje w odstępach swój znak identyfikacyjny telegrafią „CQ de RWM".

Dla lepszej słyszalności 20 harmonicznej 500 kHz włączamy do kolektora T1 (rys. 3) odbiornika kontrolnego 20...30 cm odcinek przewodu skierowany w pobliżu wejścia antenowego. Odbierając stację wzorcową i sygnał 20 harmonicznej korygujemy oscylator kwarcowy trymerem nastawnym, do uzyskania zera dudnień. Zaleca się tę metodę kalibracji, gdyż pomiar nie kalibrowanym licznikiem może być obarczony dużym błędem w stosunku do międzynarodowego wzorca częstotliwości i czasu.

Włączamy zasilanie do oscylatora LC i separatora II, łączymy oscylator LC z obydwoma separatorami, na wyjściu separatora II włączamy licznik częstotliwości. Uruchamiamy zakres pasma 80 m przez doprowadzenie napięcia do cewki kontaktronów PK8. Synchronizację osiągamy przez wkręcanie rdzenia cewki oscylatora LC od pozycji wykręconej (oscylator będzie pracował wówczas na częstotliwości około 11 MHz) do osiągnięcia częstotliwości około 10 550 MHz, przy której na-



Rys. 8. Sposób wykonania podstawy nośnej (chassis) przekaźników kontaktronowych i cewek oscylatorów LC



Rys. 9. Sposób umocowania kontaktronów i cewek oscylatorów LC do podstawy montażowej

Uwaga: po zaekranowaniu zestyków kontaktronów folią Cu i osadzeniu ich w otworach cewek magnesujących, wolną przestrzeń należy wypełnić woskiem

Dane techniczne cewek, dławików i transformatorów syntezera Tablica 4

Oznaczenie	Rodzaj podzespołu	Rys. nr	Szt.	Rodzaj korpusu i rdzenia	Liczba zwojów, średnica drutu
L_O	Cewka oscylatora LMO	7	1	Korpus ceramiczny z otworem ∅ wewn. 4 mm, ∅ zewn. 7 mm. Rdzeń ferrokartowy na bimetalu	90 zw. DNEJ ∅ 0,15 mm zwój przy zwoju – jedna warstwa zalana klejem polistyrenowym
L_{FO}	Cewka filtru dolno-przepust. LMO	7	1	Pręt polistyrenowy ∅ 6 mm, brak rdzenia	40 zw. DNE ∅ 0,15 jedna warstwa, zwój przy zwoju
L_T	Dławik wyjściowy stopnia izolującego	6	1	Rdzeń ferryt. pierścieniowy F31 8×4×4 wycięty z symetryzatora	15 zwojów DNEJ ∅ 0,3 mm
L_{FP}	Filtr pasmowy układu synchronizacji generatora wyjściowego (pasmo 2–2,5 MHz)	5	1 kompl.	Korpusy TV ∅ 7,5 mm – 2 szt. jeden przy drugim. Rdzenie ferryt. w osłonie polietylen.	Cewki rezonansowe: po 50 zwojów jednowarstwowo, zwój przy zwoju DNE ∅ 0,11 „Link" sprzęgający po 3 zwoje DNEJ ∅ 0,3 nawinięte na cewkach rezonansowych
L_F	Dławik w.cz. obw. bazy T13	5	1	Rdzeń ferrytowy pierścieniowy F1001 ∅ zewn. 10 mm, ∅ wewn. 5 mm	30 zwojów DNEJ ∅ 0,25 mm
L_{DF}	Transformator symetrycz. det. fazy	5	1	Rdzeń ferrytowy pierścieniowy F1001 ∅ zewn. 15 mm (wycięty z kubkowego)	3×20 zwojów „tryfilarnie" DNEJ ∅ 0,15 mm
L_{GFS}	Transformator szerokopasmowy det. fazy	3	1	Rdzeń ferrytowy pierścieniowy F201 ∅ zewn. 6 mm (wycięty z kubkowego)	2×30 zwojów bifilarnie DNEJ ∅ 0,10 mm
Dłp	Dławik uniwersalny odsprzężeniowy	3, 4, 5, 6 –	12	Rdzeń ferrytowy pierścieniowy F2001, F1001 itp. ∅ ok. 6 mm	10 zwojów DNE ∅ 0,4 mm
Dł pł.	Dławik odsprzężeniowy wieloprzewodowy przełącznika zakresów	4, 6	2	Rdzeń ferrytowy pierścieniowy F1001 ∅ zewn. 15 mm (wycięty z kubkowego)	8 zwojów siedmioma drutami DNEJ ∅ 0,25 mm jednocześnie

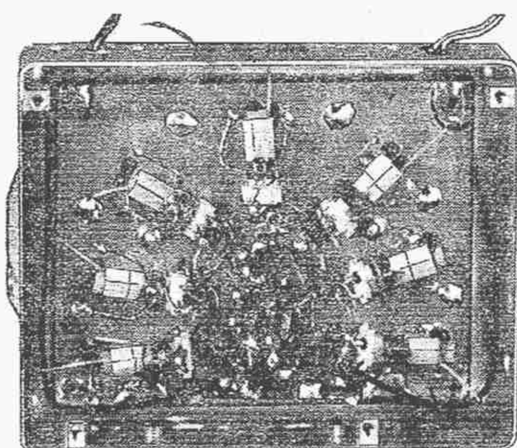
U w a g a: szczegóły wykonania cewek oscylatorów LC są podane na rysunkach 4 i 6.

stępuje zaskok synchronizacji i zmiana częstotliwości na żądaną, tj. 10 500 MHz. Dalsze wkręcanie rdzenia nie powoduje zmiany częstotliwości, jednak po przekroczeniu pewnej wartości indukcyjności cewek następuje nagłe zerwanie synchronizacji, co potwierdzają wskazania licznika załączonego na wyjściu separatora II. Rdzeń należy ustawić po środku tej „martwej strefy", a następnie kilkakrotnie włączać i wyłączać kontaktrony PK8. Synchronizację uznajemy za dobrą, gdy częstotliwość 10 500 MHz występuje po każdym włączeniu; w przypadku negatywnym należy dokonać korekcji położenia rdzenia.

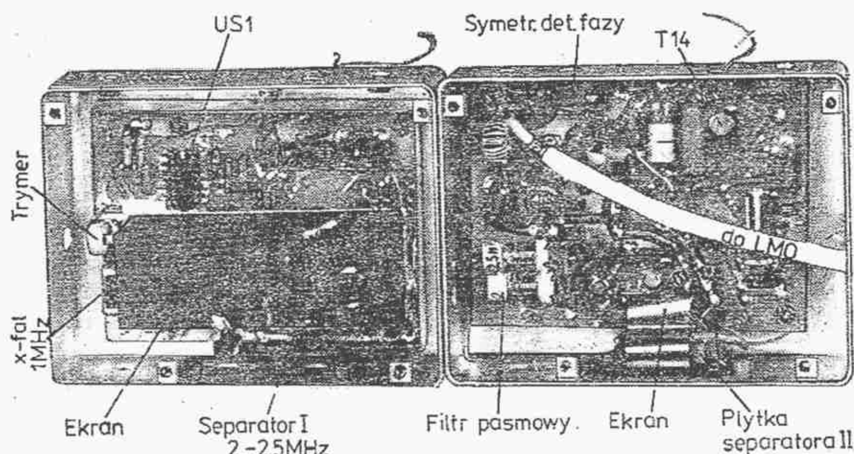
Podobne postępowanie obowiązuje na każdym zakresie generatora, po zestrojeniu którego sprawdzamy zgodność uzyskanych częstotliwości z danymi, zawartymi w tablicy 1. Duża zmiana temperatury otoczenia może powodować zrywanie synchronizacji, dlatego może być konieczna korekcja i pod tym względem, jeśli elementy oscylatora LC będą zbyt wrażliwe na wpływy termiczne. Może tu pomóc dobór kondensatorów o odpowiednim współczynniku cieplnym (mały ujemny).

Jak wynika z powyższego opisu, uruchomienie i prawidłowa działanie generatora wyjściowego częstotliwości stałych, wykonanego wg układu z rys. 3, jest związane z dużym nakładem pracy i cierpliwości. Nie posiada tych niedostatków generator z cyfrowymi układami scalonymi, wyko-

Cd. na str. 20



Rys. 10. Widok wnętrza obudowy oscylatora LC



Rys. 11. Widok wnętrza obudowy układów synchronizacji

WIRAŻ RPS-601 stereofoniczny, samochodowy radioodbiornik z odtwarzaczem

Wiraż RPS-601 produkowany w Zakładach Radiowych DIORA w Dzierżoniowie jest wysokiej klasy stereofonicznym samochodowym odbiornikiem radiofonicznym z odtwarzaczem, przeznaczonym do odbioru programów nadawanych w zakresach fal długich i średnich o emisji AM oraz w zakresie fal ultrakrótkich o emisji FM w wersji mono- i stereofonicznej, a także do odtwarzania nagrań mono- i stereofonicznych z kaset typu Compact C60.

W radioodtwarzaczu WIRAŻ zastosowano szereg nowoczesnych podzespołów i rozwiązań konstrukcyjnych, jak: licencyjny odtwarzacz kasetowy, licencyjną mechaniczną pamięć umożliwiającą zaprogramowanie sześciu stacji na dowolnym zakresie fal, układy scalone w torze FM i wzmacniaczach m.cz., ogranicznik trzasków, elektroniczny układ sterowania silnika wraz z sygnalizacją optyczną, świetlną sygnalizację zakończenia odtwarzania nagrań z kaset oraz szybkie przewijanie w przód i w tył z możliwością aretowania. Układy elektryczne zrealizowano na siedmiu płytkach (bloki funkcjonalne) połączonych między sobą za pomocą wiązek przewodów zakończonych złączami rozłącznymi.

Schemat radioodtwarzacza zamieszczono na rys. 1 (str. 16–17).

DANE TECHNICZNE

Zakresy fal:	
– długie	150...285kHz
– średnie	525...1605 kHz
– ultrakrótkie	65,5...73MHz
Czułości użytkowe:	
– fale długie	≤150 µV (SEM)
– fale średnie	≤70 µV (SEM)
– fale ultrakrótkie	≤10 µV (SEM)
Selektancje:	
– w torze AM	≥32 dB przy fs = 1 MHz i Δf = ±9 kHz
– w torze FM	≥40 dB przy fs = 69 MHz i Δf = ±300 kHz
Tłumienie sygnałów o pośr. cz.:	
– w torze AM	≥36 dB przy fs = 250 i 560 kHz
– w torze FM	≥60 dB przy fs = 69 MHz
Tłumienie sygnałów lustrzanych:	
– w zakresie fal długich	≥46 dB przy fs = 250 kHz
– w zakresie fal średnich	≥56 dB przy fs = 1 MHz
– w zakresie fal ultrakrótkich	≥36 dB przy fs = 69 MHz
Tłumienie przesłuchu:	≥20 dB przy f = 1 kHz
Maksymalny sygnał wejściowy:	
– w torze AM	0,5 V
– w torze FM	1,0 V
Skuteczność działania ARW:	10/40 dB/dB
Błąd programowania w zakresach AM:	≤2,5 kHz
Elektroakustyczna charakterystyka przenoszenia:	
– w torze AM	100...2200 Hz
– w torze FM	100...8000 Hz
Charakterystyka częstotliwości toru odczytu:	80...6300 Hz
Zakres regulacji barwy dźwięku:	10 dB
Odstęp napięcia zakłócającego odtwarzacza:	≥36 dB
Prędkość przesuwu taśmy:	4,76 cm/s±3%
Nierównomierność przesuwu taśmy	≤0,5%
Znamionowa moc wyjściowa:	2 x 4 W przy h≤ 7% i R_{obc} = 2×4 Ω
Pobór mocy:	ok 15 W
Wymiary:	180x150x44 mm

Radioodtwarzacz WIRAŻ składa się z siedmiu bloków funkcjonalnych:

– płytki toru w.cz. i pośr.cz. AM, stereodekodera oraz dwukanałowego wzmacniacza m.cz.,
– głowicy UKF z przedwzmacniaczem pośr.cz. FM,
– płytki wzmacniacza pośr.cz. z demodulatorem FM oraz ogranicznikiem trzasków,
– płytki zawierającej stabilizator obrotów i układy sterowania pracą silnika,
– płytki z dwukanałowym wzmacniaczem odczytu wraz z elementami diodowego przełącznika elektronicznego,
– płytki z elementami filtru przeciwzakłóceniowego,
– płytki zespołu wskaźników optycznych i przełącznika mono/stereo.

Sygnały AM z anteny są doprowadzane przez strojone obwody rezonansowe składające się głównie z elementów C1, L303 (fale średnie) i C1, C301, L301 (fale długie) do bazy tranzystora T301, pracującego w układzie wzmacniacza w.cz. Dławiki L301 i L302 wraz z odpowiednimi kondensatorami układu tworzą filtr zapobiegający zakłócaniu odbioru przez silne nadajniki UKF, a dioda D304 zabezpiecza tranzystor T301 przed uszkodzeniem w przypadkach indukowania się w antenie dużych napięć.

Mieszacz i heterodyna pracują odpowienio z tranzystorami T302 i T303. Wszystkie obwody selektywne znajdujące się w układach wzmacniacza w.cz., mieszacza i heterodyny są przestrajane przez zmiany indukcyjności cewek. Zapewnia to dużą czułość, stabilny odbiór i duże tłumienie sygnałów lustrzanych.

Sygnał pośr.cz. AM 465 kHz jest wydzielany w hybrydowym filtrze składającym się z dwóch konwencjonalnych obwodów rezonansowych LC oraz bloku rezonatorów piezoceramicznych. Dzięki temu uzyskano selektywność oraz szerokie pasmo przenoszenia. Z wyjścia filtru hybrydowego sygnał pośr.cz. jest doprowadzany do bazy tranzystora T304 pracującego w układzie wzmacniacza pośr.cz., a po wzmocnieniu jest poddany detekcji w układzie z diodą D303. Przedwzmacniacz m.cz. pracuje z tranzystorem T305.

ARW zrealizowano z oddzielnym detektorem pracującym z diodą D302. Napięcie ARW jest doprowadzane do baz tranzystorów T301 oraz T302.

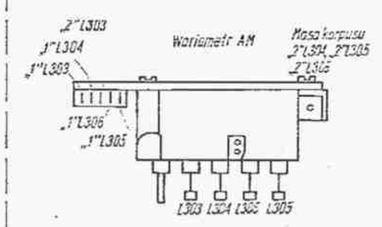
Głowicę UKF zrealizowano z tranzystorami T101 (wzmacniacz w.cz.), T102 (heterodyna) oraz T103 (mieszacz). Selektywne obwody rezonansowe w głowicy – podobnie jak w torze AM – są przestrajane przez zmianę indukcyjności cewek. Heterodyna jest objęta pętlą ARCz zrealizowaną z diodą pojemnościową D101.

Tranzystor T104 pracuje w układzie przedwzmacniacza pośr.cz. FM. Obwód kolektora tranzystora T104 jest obciążony filtrami piezoceramicznymi, które współpracują z wejściem zasadniczego wzmacniacza pośr.cz. FM zrealizowanego z układem scalonym TDA 1200 (polski odpowiednik UL1200N).

Układ scalony TDA1200 zawiera aperiodyczny trzystopniowy wzmacniacz pośr.cz. z detektorami poziomu sygnału, ogranicznik amplitudy, detektor koincydencyjny, detektor stosunku sygnał/szum, układy wyciszania sygnału m.cz., przedwzmacniacz m.cz. oraz wzmacniacz ARCz.

Wszystkie stopnie wzmacniacza pośr.cz. znajdujące się w układzie scalonym współpracują z detektorami poziomu, których progi działania są tak ustalone, aby rozpoczynały pracę w momencie „wchodzenia" poszczególnych stopni w stan ograniczania.

Do detektora koincydencyjnego (detektor FM) jest dołączony detektor stosunku sygnał/szum. W przypadku zbyt małej wartości sygnału w stosunku do szumu, detektor a następnie układy sterowania wyciszaniem powodują pojawienie się odpowiedniego napięcia na końcówce 12 układu scalonego.



Rys. 1. Schemat ideowy odbiornika samochodowego z odtwarzaczem Wiraż RPS-601

Uwagi

1. Wszystkie pomiary wykonano przyrządem o Rw ⩾ 1 MΩ/V w stosunku do masy
2. Napięcia oznaczone*) występują w torze FM gdy:
   a – dostrojenie do stacji jest poprawne,
   b – poziom sygnału wejściowego jest większy niż 0,5 mV (SEM)
3. Pomiary w torze AM wykonano przy włączonym zakresie fal średnich bez sygnału na wejściu
4. Pomiary napięć na płytkach 4 i 5 wykonano w czasie odtwarzania nagrań z kasety
5. Punkty przy cewkach oznaczają początki uzwojeń

Napięcie to, przez filtr składający się z elementów R214, C210 oraz dzielnik oporowy R212, R208 i wzmacniacz wyciszania steruje wzmocnieniem przedwzmacniacza m.cz., zmniejszając sygnał wyjściowy m.cz.

Detektor koincydencyjny jest dostrajany za pomocą cewki L201.

Układ scalony KB4436 wraz ze współpracującymi elementami spełnia w odbiorniu funkcję elektronicznego ogranicznika trzasków. Ogranicznik działa tylko w zakresie UKF. Praca jego polega na wycinaniu impulsów zakłócających (wraz z częścią sygnału użytecznego).

Schemat funkcjonalny ogranicznika trzasków przedstawiono na rys. 2. W torze rozpoznawania i wydzielania zakłóceń pierwszym stopniem jest aktywny filtr górnoprzepustowy, przenoszący sygnały o częstotliwościach powyżej 60 kHz. Impulsy zakłócające charakteryzują się bardzo stromym zboczem narastania. Składają się więc z szeregu drgań sinusoidalnych o dużej zawartości składowych większych częstotliwości. Najwyższe składowe w sygnale użytecznym nie przekraczają 60 kHz, pojawienie się na wyjściu filtru składowych o częstotliwościach powyżej 60 kHz świadczy o istnieniu zakłóceń w sygnale. Ich obecność jest wykrywana przez detektor zakłóceń, który steruje pracą multiwibratora monostabilnego.

W chwili wystąpienia zakłócenia multiwibrator wytwarza standardowy impuls prostokątny o czasie trwania około 25 μs, który „przerywa" na ten czas tor transmisji sygnału.

Czas potrzebny na wykrycie impulsu zakłócającego, zadziałanie detektora oraz multiwibratora i układu kluczującego w bramce wynosi około 2...3 μs. Aby układ „klucza" został otwarty dokładnie w momencie pojawienia się zakłócenia, sygnał m.cz. w torze transmisji musi zostać opóźniony o około 3 μs. Opóźnienie to jest uzyskiwane za pomocą aktywnego filtru dolnoprzepustowego, który dodatkowo eliminuje niepożądane sygnały leżące powyżej 60 kHz.

W chwili pojawienia się zakłócenia układ kluczujący w bramce zostaje otwarty przez około 25 μs. Wraz z umpulsem zakłócającym zostaje więc „wycięta" część sygnału użytecznego. Ubytek sygnału m.cz. jest uzupełniany za pomocą układu „pamięci poziomu".

Ogranicznik trzasków działa bardzo dobrze przy pojedynczych impulsach o krótkim czasie trwania. W przypadku pojawienia się zakłóceń ciągłych i o dużej szerokości, które mogłyby uniemożliwić odbiór, w torze wydzielania zakłóceń zastosowano specjalny układ ARW osłabiający działanie ogranicznika podczas trwania zakłóceń ciągłych i słabszych. Eliminowane są tylko zakłócenia silniejsze i o dużej amplitudzie.

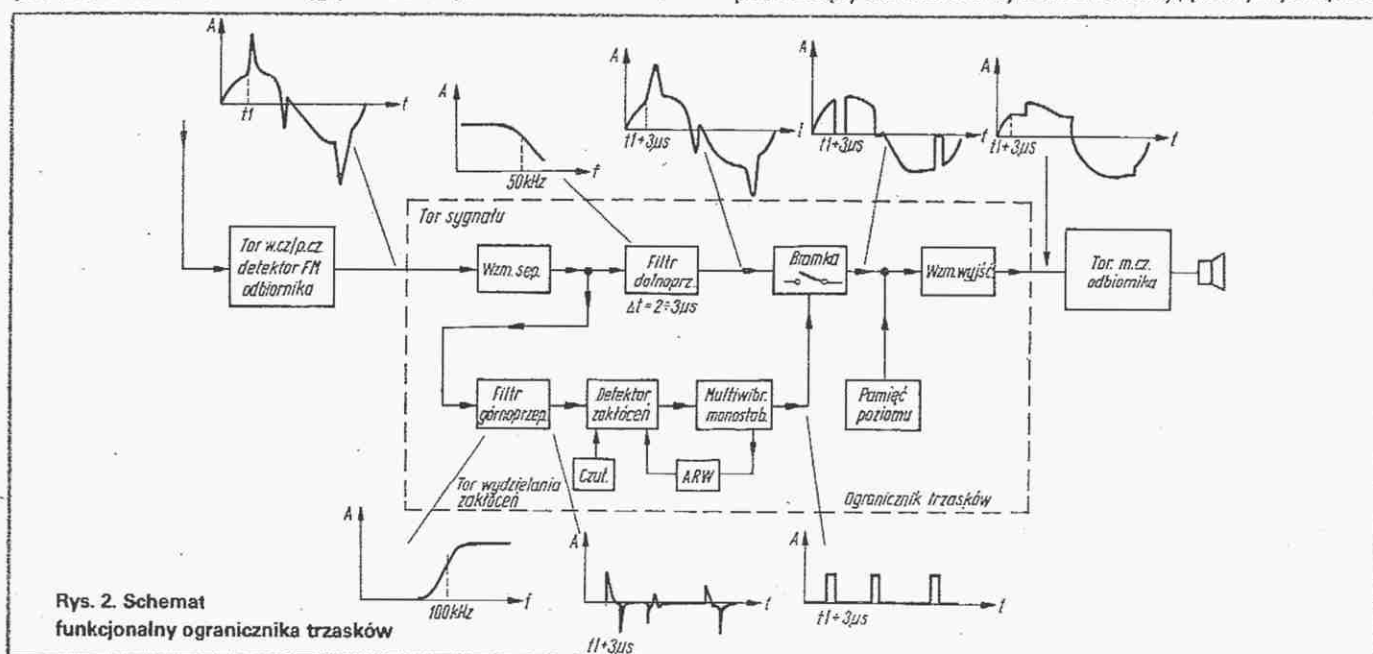
Elementy dołączone między końcówki 2, 14 i 15 układu scalonego stanowią sieć RC aktywnego filtru górnoprzepustowego, a dołączone między końcówki 2, 3 i 4 – sieć RC aktywnego filtru dolnoprzepustowego. Rezystory R225 i R227 oraz kondensator C219 ustalają szerokość impulsów bramkujących multiwibratora. O działaniu układu pamięci poziomu decyduje rezystor R221 i kondensator C216, a o działaniu układu ARW zakłóceń – rezystory R222 i R224 oraz kondensator C218.

Przy małych poziomach sygnału z anteny następuje automatyczna redukcja (ograniczenie) szerokości pasma przenoszonego przez tor FM nawet do 15 kHz i przejście w przypadku odbioru stereofonicznego na odbiór monofoniczny z zachowaniem dopuszczalnych proporcji sygnału i szumu oraz zakłóceń. Jest to realizowane przez układ pracujący z tranzystorem T201, którego uproszczony schemat przedstawiono na rys. 3.

Przy małych poziomach sygnałów wejściowych, doprowadzanych do toru FM, napięcie na końcówce 13 układu scalonego TDA1200 jest bardzo małe. Tranzystor T201 przewodzi, ponieważ jego baza jest na potencjale 2,9 V. Przewodzący tranzystor włącza w tor m.cz. kondensator C220, który łącznie z rezystorem R230 i diodą D202 tworzą dzielnik zmniejszający poziom sygnałów o większych częstotliwościach. Przy wzroście poziomu sygnału z anteny napięcie na końcówce 13 rośnie, co w efekcie w mniejszym stopniu wpływa na ograniczenie przenoszonego pasma przez tor m.cz. Przy dużych poziomach sygnałów z anteny tranzystor T201 nie przewodzi (napięcie na emiterze przewyższa potencjał bazy) i kondensator C220 nie ma wpływu na charakterystykę przenoszenia toru m.cz.

Tranzystor T305 pracuje w układzie przedwzmacniacza m.cz. Przełączanie przedwzmacniacza z toru FM na tor AM i odwrotnie dokonuje się automatycznie po przełączeniu odbiornika z zakresu UKF na zakres średnio- lub długofalowy (lub odwrotnie).

Jeśli zostanie włączony zakres UKF, to na wyjściu toru pośr.cz. FM (końcówka 6 układu scalonego KB4436) pojawi się – oprócz sygnału m.cz. – napięcie stałe o wartości około 4,3 V. Napięcie to powoduje przepływ prądu przez rezystor R230, diodę D202 oraz rezystory R318 i R317. Spadek napięcia na rezystorze R317 polaryzuje zaporowo diodę D303, odcinając drogę przypadkowym sygnałom z toru AM. W przypadku przełączenia odbiornika na zakres długo- lub średniofalowy tor FM nie jest zasilany, dioda D202 przestaje przewodzić (brak napięcia 4,3 V z układu scalonego KB4436), a spadek napięcia na rezystorze R317 pochodzący od odbieranej aktualnie stacji, polaryzuje zaporo-



Rys. 2. Schemat funkcjonalny ogranicznika trzasków

wo diodę D202 odcinając ewentualną drogę sygnału z toru FM. Sygnał stereo (MPX) z kolektora tranzystora T305 jest doprowadzany do dekodera pracującego w układzie A290D. Działanie dekodera jest oparte na zasadzie synchronizacji fazowej PLL generatora lokalnego. Częstotliwość generatora jest ustalana za pomocą potencjometru R337.

Przy odbiorze stacji pracujących w zakresach średnio- i długofalowym należy odbiornik przełączyć przyciskiem M/S na pracę monofoniczną, ponieważ harmoniczne generatora lokalnego o częstotliwości 76 kHz mogą zakłócać odbiór.

Sygnały m.cz. z dekodera są doprowadzane do diodowego przełącznika elektronicznego, którego zadaniem jest przełączanie drogi transmisji sygnałów m.cz. z toru radiowego lub z odtwarzacza kasetowego do wzmacniacza mocy. Wykorzystywana tu jest zasada jednoczesnego występowania składowych stałej i zmiennej prądu, przy czym warunkiem przewodzenia składowej zmiennej jest przepływ prądu powodowany przez składową stałą.

Po przełączeniu odbiornika na odbiór radiowy (odtwarzacz nie pracuje) napięcia stałe około 8,2 V z wyjść dekodera są doprowadzane do anod diod D506 (kanał lewy) i D507 (kanał prawy) powodując przepływ prądów przez diody. Na rezystorach R519 i R515 powstają spadki napięć polaryzujące zaporowo odpowiednio diody D504 i D505. Przewodzenie diod D506 i D507 otwiera drogę sygnałom m.cz., oddzielonym od składowych stałych przez kondensatory C410 i C411, z dekodera do wzmacniaczy mocy.

Po wsunięciu kasety do kieszeni odtwarzacza następuje automatyczne zadziałanie przełącznika rodzaju pracy „odtwarzacz-odbiornik" znajdującego się wewnątrz odbiornika przy mechanizmie odtwarzacza. Powoduje to włączenie napięcia zasilającego 13,1 V do układów odtwarzacza i tym samym przepływ prądu przez diody D504 i D505 (potencjały elektryczne na ich anodach są wyższe w tym czasie od potencjałów na katodach). Większe spadki napięć, jakie powstają wtedy na rezystorach R519 i R515 powodują, że diody D506 i D507 zostają spolaryzowane zaporowo i odcinają drogi transmisji z toru radiowego. Sygnały m.cz. z wyjść przełącznika diodowego są doprowadzane do zespołu regulatorów barwy dźwięku, głośności i zrównoważenia kanałów (balansu), a następnie do wejść wzmacniaczy mocy zrealizowanych z układami scalonymi UL1481T.

W skład toru odczytu odtwarzacza kasetowego wchodzi głowica odczytowa i dwukanałowy wzmacniach odczytu zrealizowany z tranzystorami T501 T502 (kanał lewy) oraz T504 i T503 (kanał prawy). W układach wzmacniaczy zastosowano silne ujemne sprzężenie zwrotne w celu zapewnienia odpowiednich charakterystyk przenoszenia.

W celu niedopuszczenia do przenikania zakłóceń do wnętrza odbiornika, zarówno wejście zasilania jak i wyjścia na głośniki są odkłócone.

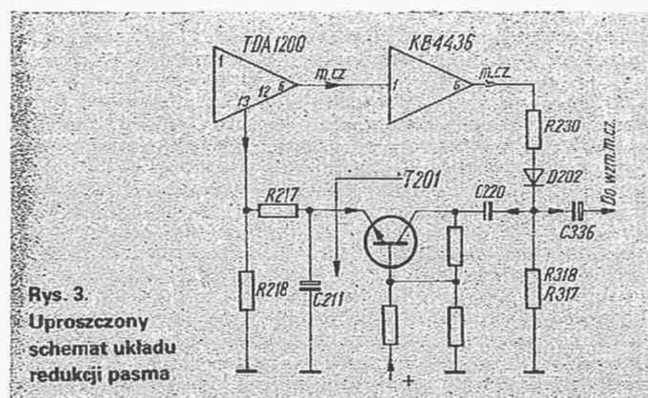
Człon sterowania pracą silnika odtwarzacza składa się z układu stabilizacji obrotów oraz układów kontroli pracy, zatrzymywania i sygnalizacji postoju silnika.

Po wsunięciu kasety do kieszeni odtwarzacza i zadziałaniu przełącznika rodzaju pracy znajdującego się przy kieszeni zaczyna się ładować kondensator C408 przez rezystory R410 i R409, a powstający spadek napięcia na rezystorze R410 powoduje przewodzenie tranzystora T405 i tym samym rozpoczęcie pracy silnika. Powstały w tym czasie spadek napięcia na silniku oraz elementach R415 i L401 powoduje przewodzenie tranzystora T404. Prąd płynący przez tranzystor T404 powoduje spadek napięcia na rezystorze R410, który utrzymuje przewodzenie tranzystora T405 i zasilanie silnika mimo naładowania kondensatora C408.

Wskutek powstawania siły elektromotorycznej samoindukcji na zaciskach silnika, proporcjonalnej do zmian jego obrotów, zmienia się również prąd przewodzenia diody D404 i spadek napięcia na rezystorze R411. Powoduje to zmiany prądu płynącego przez tranzystor T404, a następnie przez tranzystor T405 i silnik, a tym samym powrót do obrotów nominalnych. Do ustawiania obrotów nominalnych służy potencjometr R412.

Przełącznik startu „PS" wraz z elementami R408, C408 i R410 służy do uruchomienia silnika, gdy zatrzymanie jego nastąpiło bez uwolnienia kasety i zadziałania przełącznika rodzaju pracy „P", tzn. po zwrotnym przewijaniu taśmy i zadziałaniu układu „stopu" na końcu taśmy.

W układach kontroli pracy silnika, zatrzymania i sygnalizacji jego postoju, podstawowym elementem jest impulsator, osadzony na sprzęgle. W czasie biegu silnika powstają na jego zestykach zwarcia i przerwy. Ciągłe ładowanie i rozładowywanie kondensatora C401 w takt zwarć i przerw zestyków impulsatora powoduje ustalenie się takich warunków pracy tranzystora T401, przy których przewodzi on dość duży prąd. Stan taki powoduje z kolei, że napięcie na bazie trnzystora T403 jest małe, natomiast potencjał katody diody D403 wysoki. W efekcie tranzystory T403 i T402 nie przewodzą. Świeci się dioda D2 sygnalizując prawidłową pracę mechanizmu odtwarzacza.



Rys. 3. Uproszczony schemat układu redukcji pasma

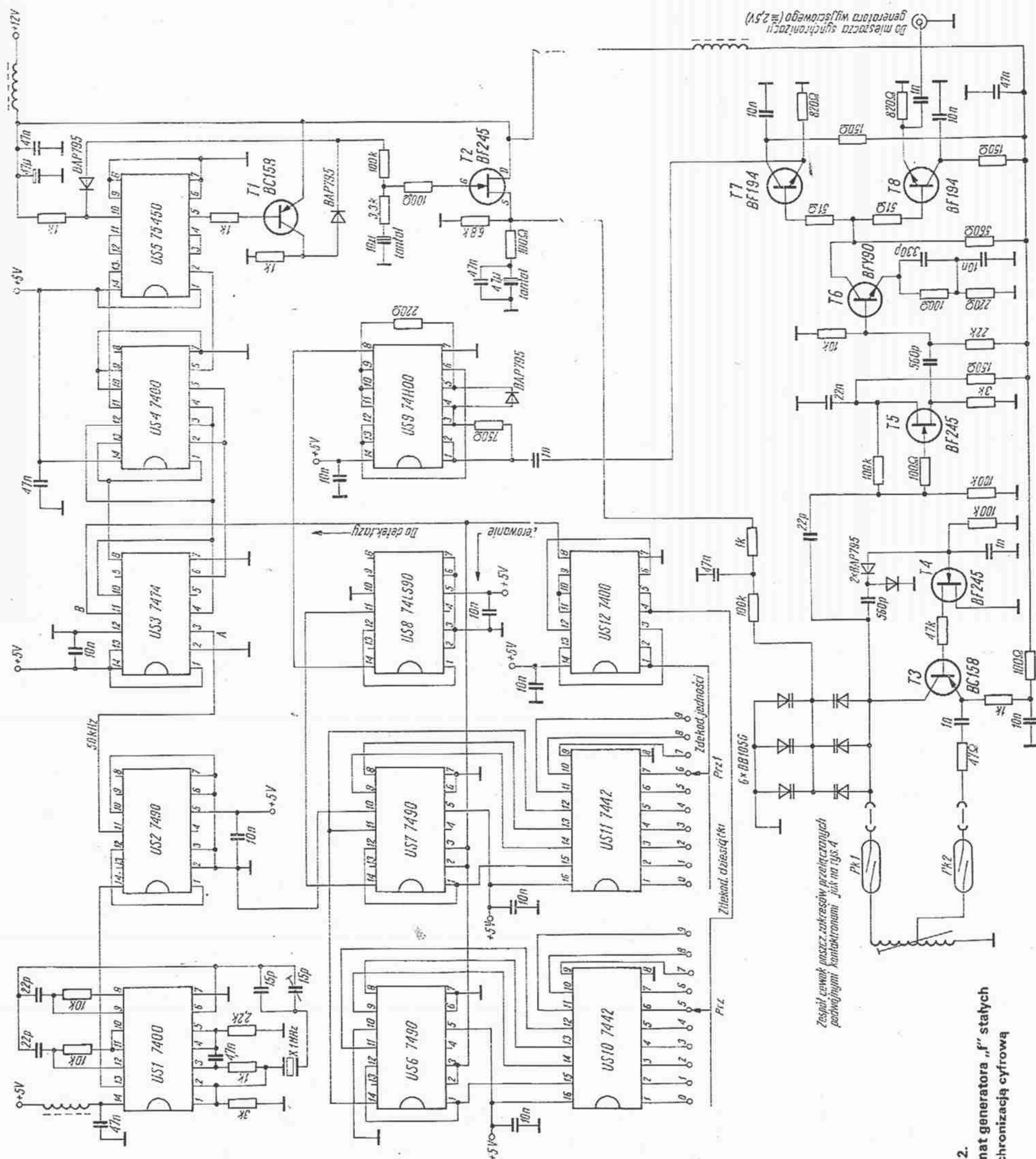
W chwili, gdy impulsator z jakichkolwiek powodów przestanie się obracać, zaniknie prąd ładowania i rozładowywania kondensatora C401. W efekcie tranzystor T401 przestaje przewodzić. Wzrośnie napięcie na emiterze tranzystora T401 na bazie tranzystora T403, co spowoduje, że popłynie znaczny prąd przez tranzystor T403, diodę D403 i rezystor R411. Wzrost potencjału na emiterze tranzystora T404 powoduje zanik przewodzenia tranzystorów T404 i T405, a w konsekwencji odłączenie silnika od zasilania . Mechanizm nie będzie zwijał taśmy.

Zanika wtedy siła elektromotoryczna samoindukcji. W efekcie popłynie prąd przez złącze emiter-baza tranzystora T401, rezystor R405, diodę D401 oraz silnik, co spowoduje przejście tranzystora T401 w stan przewodzenia.

W momencie zatrzymania się silnika i następnie wejścia tranzystora T401 w stan silnego przewodzenia rozpoczyna się generacja drgań wolnozmiennych w układzie z tranzystorami T402 i T403 oraz elementami C404, C405, C406 i R407. W rezultacie dioda D2 będzie świeciła światłem pulsującym informując w ten sposób, że silnik przestał się obracać.

Odbiornik jest wyposażony w pamięć mechaniczną umożliwiającą zaprogramowanie odbioru sześciu wybranych stacji na dowolnym zakresie fal. Zapamiętanie częstotliwości wybranej stacji opiera się na zasadzie mechanicznego zapamiętania położenia zespołu rdzeni ferrytowych w cewkach obwodów strojeniowych wariometru i głowicy UKF.

W celu zaprogramowania odbioru określonej stacji należy włączyć zakres częstotliwości, w którym pracuje dana stacja, pociągnąć do siebie jeden z sześciu przycisków aretowania i włączania pamięci, wcisnąć pokrętło strojenia, dostroić odbiornik do wybranej stacji, po czym wcisnąć do oporu uprzednio wyciągnięty przycisk. Każde następne wciśnięcie tego przycisku spowoduje dostrojenie i odbiór wybranej stacji. *Z.B.*



Rys. 12. Schemat generatora „f" stałych z synchronizacją cyfrową

Cd. ze str. 14

nany przez SP4INV. Będzie to jednak wersja zdecydowanie droższa.

Oddzielnie uruchamiamy układ synchronizacji generatora wyjściowego przedstawionego na rys. 5. Potencjometr P1 ustawiamy w środkowym położeniu. Sondę woltomierza w.cz. przypinamy do kolektora tranzystora T12. Za pomocą GDO sterujemy bramkę 1 tranzystora T10 (przewód o długości około 25 cm włączony przez kondensator 50 pF, drugim końcem zbliżony do cewki GDO); częstotliwości sterowania od 1,8 do 2,8 MHz. Można tu użyć generatora sygnałowego. Zestrajamy rdzeniami obie cewki rezonansowe filtru pasmowego oraz dobieramy takie sprzężenie „linkiem" (obserwując wskazania woltomierza w.cz.), aby w zakresie 2...2,5 MHz nie powstało zbyt głębokie „siodło" po środku pasma, a jednocześnie nie wystąpiły zbyt duże spadki napięcia na jego krańcach. Po tej czynności włączamy zasilanie +24 V i likwidujemy

poprzedni układ pomiarowy. Sprawdzamy teraz, czy pracuje generator „przeszukujący" oraz układ alarmowy, zmniejszając opór rezystora nastawnego RN1 10 kΩ w emiterze T17 do wartości około 3 kΩ. Dioda LED powinna „migać" dość jasno z częstotliwością około 10 Hz. Jeśli nie możemy tego uzyskać, wskazuje na błąd w montażu lub uszkodzenie elementu.

Warto przeprowadzić „symulację" istnienia napięcia błędu fazy występującego na bazie tranzystora T13. Polega to na próbnym połączeniu bazy T13 przez rezystor 47 kΩ do +12 V. Po tym połączeniu dioda LED powinna zgasnąć. Tymi czynnościami kończymy indywidualne prace nad członami syntezera. Teraz montujemy całość, dbając o krótkie połączenia. Jest to dość kłopotliwe, zwłaszcza w przypadku połączenia separatora I i II z oscylatorem LC „małego PLL", stopnia izolującego z oscylatorem LC wyjściowym i stopnia izolującego z mieszaczem (bramka 1 tranzystora T10). Umożliwiają to otwory w denkach ekranujących pudełek, zabezpieczone koszulką izolacyjną, przez które przewlekamy odpowiednie elementy sprzęgające z ewentualnie przedłużonymi końcówkami, dla ułatwienia montażu.

Po dokonaniu montażu całości przystępujemy do uruchomienia syntezera, wykonując kolejno niżej podane czynności.

- Włączamy zasilanie całego układu i ustawiamy przełącznik cewek kontraktronów na wybrane pasmo (np. 80 m).

- Do wejścia stopnia izolującego generatora wyjściowego włączamy kabel współosiowy, który połączy syntezer z układami transceivera. Drugi koniec kabla obciążamy rezystorem 100 Ω.

- Sprawdzamy sondą licznika częstotliwości przez odpowiednio umiejscowiony otwór w obudowie układu synchronizacji oscylatora wyjściowego, czy na wyjściu separatora II jest częstotliwość „stała" 10 500 MHz (według talicy 1). Czynność ta jest konieczna, ponieważ ścianka obudowy układu synchronizacji oscylatora wyjściowego mogła odstroić uprzednio zestrojony układ „małego PLL". W razie potrzeby dokonujemy korekcji zestrojenia tak, aby otrzymać f = 10 500 MHz.

- Nastawiamy częstotliwość LMO (pomiar licznikiem) na częstotliwość 2000 MHz.

- Włączamy licznik cyfrowy na obciążone kablem i rezystorem wyjście syntezera.

- Stroimy rdzeniem cewkę oscylatora wyjściowego do momentu pojawienia się wskazań 12 500 MHz na liczniku. Dioda alarmowa LED powinna zgasnąć. Warunkiem jest tu także optymalne położenie ślizgacza potencjometru P1, tj. 6 kΩ od ślizgacza do końca potencjometru, który jest połączony z anodą jednej z diod detektora fazy i 4 kΩ od ślizgacza do końca, który łączy się z katodą drugiej z diod detektora. To optymalne położenie wystąpi po kilkakrotnej korekcji zestrojenia wszystkich zakresów oscylatora wyjściowego.

- Po uzyskaniu stabilnej „f" wyjściowej = 12 500 MHz przestrajamy teraz tylko LMO na częstotliwość 2500 MHz. Na wyjściu syntezera powinniśmy otrzymać f = 13 000 MHz. Jeżeli przy przestrajaniu LMO w obu skrajnych położeniach, bez operowania innymi elementami występuje synchronizacja w sposób powtarzalny, wynik możemy uznać za dobry. W razie potrzeby korygujemy położenie ślizgacza potencjometra P1.

- Przełączamy syntezer na pasmo następne – 40 m. Zestrajamy cewkę oscylatora wyjściowego do otrzymania synchronizacji w całym zakresie przestrajania LMO. Częstotliwości: „f" stała i „f" wyjściowa muszą być zgodne z danymi tablicy 1. Położenie ślizgacza potencjometru P1 przy tej czynności w zasadzie nie wymaga korekcji.

Po zestrojeniu wszystkich zakresów według powyższych metod, sprawdzamy kilkakrotnie poprawność działania, po czym wyłączamy syntezer. Po kilkugodzinnej przerwie powtarzamy pomiary i dokonujemy ewentualnych korekcji. Od tego momentu urządzenie jest gotowe do pracy bez konieczności wygrzewania. Jesteśmy pewni, że spotkamy się z korespondentem na dokładnie umówionej częstotliwości; nikt nam nie zarzuci, że częstotliwość „płynie", że mamy FM w SSB" itp. Na zakończenie kilka uwag o wspomnianym już generatorze „f" stałych z synchronizacją cyfrową – konstrukcji SP4INV. Jak widać ze schematu na rys. 12, układy oscylatora LC oraz oraz separatora są podobne do układów wersji poprzedniej, natomiast układ synchronizacji jest inny bardziej złożony. Jednoznaczność zaskoku synchronizacji polega na tym, że synchronizacja oscylatora LC nastąpi zawsze i tylko na wymaganej częstotliwości dzięki zastosowaniu programowanego dzielnika „f" wyjściowej i cyfrowego detektora fazy.

Cyfrowy detektor fazy wraz z układami wzmacniającymi (elementy US3, US4 i US5 oraz tranzystory T1 i T2) sterowany jest na wyjściu A sygnałem 50 kHz pochodzącym z podziału częstotliwości oscylatora kwarcowego 1 MHz w dzielnikach przez 2 i przez 10 (elementy US1 i US2). Wejście B otrzymuje sygnał z oscylatora LC (tranzystor T3) przez:

- układ separujący (tranzystory T4, T5, T6 i T7),
- układ formujący impuls (element US9),
- dzielnik przez 10 (element US8)
- układ programowanego dzielnika częstotliwości (elementy US6, US7, US10, US11 i US12).

Napięcie błędu fazy steruje pojemnością zespołu diod BB105G włączonych w obwody oscylatora LC, doprowadza do synchronizacji w momencie gdy częstotliwość sygnału na wejściu B jest równa częstotliwości na wejściu A i wynosi 50 kHz. Osiągane to jest przez odpowiednie zaprogramowanie dzielnika cyfrowego na poszczególnych zakresach za pomocą przełączników Prz1 i Prz2 włączonych w obwody jego dekoderów.
Liczbę (wskaźnik) podziału określamy ze stosunku częstotliwości generatora LC „f" stałych do „kroku" częstotliwości, który w przyjętym rozwiązaniu wynosi 0,5 MHz (500 kHz). Otrzymana liczba wskazuje na pozycje ustawienia ślizgaczy przełączników na poszczególnych zakresach pracy transceivera. Najlepiej wyjaśnią to niżej podane przykłady.

P r z y k ł a d 1. Zakres 80 m, częstotliwość generatora LC „f" stałych wynosi 10 500 MHz (tablica 1). Wskaźnikiem podziału będzie liczba 10 500 MHz:0,5 MHz = 21. A więc ślizgacz przełącznika dekodera dziesiątek (Prz2) należy ustawić w pozycji 2, zaś dekodera jedności (Prz1) w pozycji 1.
P r z y k ł a d 2. Zakres 15 m, częstotliwość generatora LC „f" stałych wynosi 28 000 MHz (tabl. 1). Wskaźnikiem podziału będzie liczba 28 000 MHz:0,5 MHz = 56. Ślizgacz przełącznika Prz2 należy ustawić w pozycji 5, zaś przełącznik Prz1 w pozycji 6, jak to przedstawiono na schemacie.

Programowanie dzielnika realizujemy bezpośrednio dwiema płytkami 1×7 osadzonymi na osi przełącznika zakresów transceivera, lub lepiej – za pośrednictwem podwójnych kontaktronów umieszczonych pod płytką drukowaną z układami scalonymi.
Wyżej omówiony układ charakteryzuje się szerokim zakresem zarówno „chwytania" żądanej częstotliwości jak i „trzymania" jej niezależnie od czynników zewnętrznych wpływających na stabilność generacji oscylatora LC. Urządzenie ma przeto cechy rozwiązania profesjonalnego, których nie wykazuje układ „małego PLL" wykonanego wg schematów przedstawionych na rysunkach 3 i 4, gdyż pracuje on poprawnie jedynie w stacjonarnych warunkach, w pomieszczeniu o niewielkich zmianach temperatury otoczenia.
Czytelnikom zainteresowanym budową opisanego syntezera autor udzieli dodatkowych informacji dotyczących szczegółów konstrukcyjnych, jak również deklaruje pomoc przy uruchomieniu urządzenia.

GRZEGORZ WODZINOWSKI

Wobulator częstotliwości akustycznych

Urządzeniem bardzo przydatnym przy uruchamianiu i naprawie układów elektroakustycznych jest wobulator. Urządzenie to współpracując z oscyloskopem służy do zdejmowania charakterystyk przenoszenia wszelkiego rodzaju wzmacniaczy, korektorów i filtrów.

Opisanym poniżej wobulatorem można badać układy w pasmie częstotliwości 1 Hz...100 kHz. Można go również stosować jako warsztatowy generator przebiegów sinusoidalnych, trójkątnych i prostokątnych, a także TTL.

Urządzenie składa się z następujących modułów: symetrycznego zasilacza 15 V (APS), generatora przebiegu piłowego (MPL), układu sterowania VCO (MS), generatora przebiegów sinusoidalnych, trójkątnych i prostokątnych, sterowanego napięciem (VCO), wzmacniacza i tłumika wyjściowego (MTW).

Schemat blokowy wobulatora z uwidocznionymi połączeniami między modułami jest przedstawiony na rys. 1.

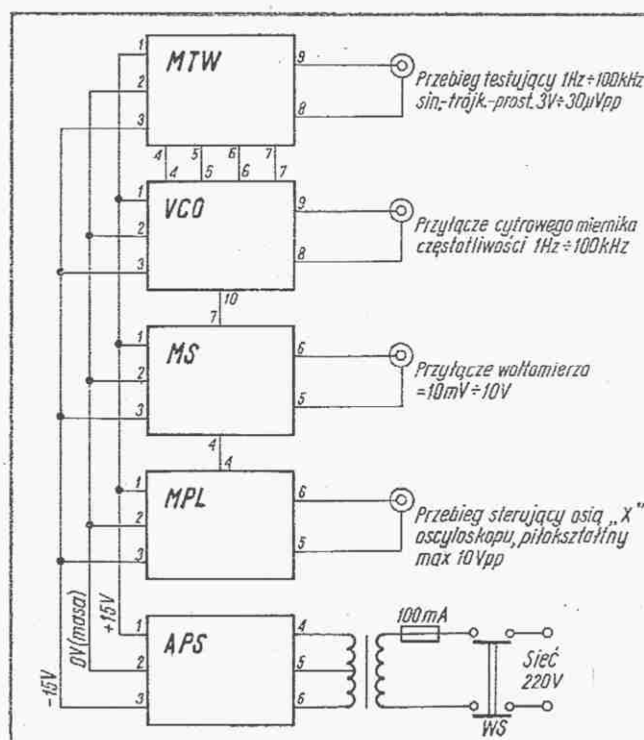
Konstrukcję **modułu zasilacza APS** (rys. 2) oparto na scalonych zasilaczach µA7815M i µA7915M firmy Texas Instruments. Do końcówek 4, 5, 6 modułu jest doprowadzone symetryczne napięcie zmienne z transformatora zasilającego, o wartości skutecznej 14...17 V. Napięcie wyprostowane osiąga wartość 20...24 V. Jest to wartość konieczna do prawidłowego działania układów scalonych, na wyjściach których uzyskuje się napięcie ±15 V. Praca stabilizowanego zasilacza jest sygnalizowana diodami elektroluminescencyjnymi (LED). Producent układów scalonych zaleca blokowanie wejść i wyjść układów scalonych kondensatorami bezindukcyjnymi oraz dodatkowo wyjść kondensatorami tantalowymi. Po zmontowaniu i sprawdzeniu moduł nie wymaga żadnej regulacji.

Moduł generatora przebiegów piłowych MPL (rys. 3) składa się z trzech podzespołów: typowego generatora przebiegu trójkątnego utworzonego z układów scalonych US1 i US2 oraz dwóch wzmacniaczy wyjściowych z układami scalonym US3 i US4. Włączenie w układ generatora przebiegu trójkątnego diody D1 powoduje zmianę przebiegu na narastający piłowy. Włączenie diody w przeciwnym kierunku spowoduje zmianę przebiegu na opadający. Amplituda przebiegu zależy od napięcia diod Zenera D2 i D5. Częstotliwość pracy generatora wynosi od 0,05 do 100 Hz, regulowana jest płynnie potencjometrem P1 oraz skokowo przełącznikiem PR1, zmieniającym wartość kondensatorów w integratorze US1. Przebieg piłowy z generatora jest doprowadzony do przełącznika PR2 i dalej do wzmacniaczy wyjściowych.

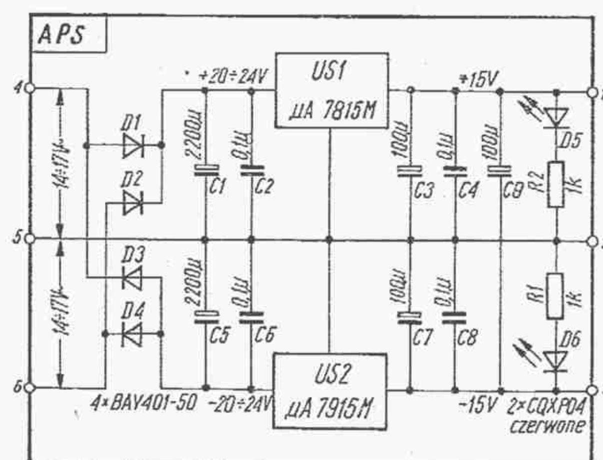
Wzmacniacz US3 pracuje w układzie wzmacniacza różnicowego; do wejścia „plus" jest doprowadzony przebieg piłowy z generatora o amplitudzie około 11 V, symetryczny względem napięcia „0 V". Do wejścia „minus" jest doprowadzone napięcie stałe –5 V z potencjometru P7. Regulacja tego wzmacniacza ogranicza się do takiego ustawienia rezystora regulowanego P6, aby amplituda piły na wyjściu wynosiła 10 V oraz takiego ustawienia potencjometru P7, aby wierzchołek ujemny piły osiągał wartość „0 V" (znajdował się dokładnie na osi 0 V). Wzmacniacz US4 pracuje w układzie wzmacniacza nieodwracającego o maksymalnym wzmocnieniu 1; wzmocnienie to jest regulowane rezystorem regulowanym P3. Przebieg wyjściowy ze wzmacniacza US3 służy do sterowania generatora VCO, natomiast przebieg ze wzmacniacza US4 do sterowania podstawą czasu współpracującego z wobulatorem oscyloskopu.

W niektórych przypadkach konieczne jest ręczne sterowanie VCO, do czego służy potencjometr P2 włączany przełącznikiem PR2 do wejść wzmacniaczy US3 i US4. Aby potencjometr ten spełniał należycie swe zadanie, należy bardzo dokładnie ustalić wartości regulowanych rezystorów P4 i P5 tak, aby napięcie w skrajnych położeniach suwaka P2 miało identyczne wartości co napięcie wierzchołków (górnego i dolnego) przebiegu piłowego otrzymywanego z generatora.

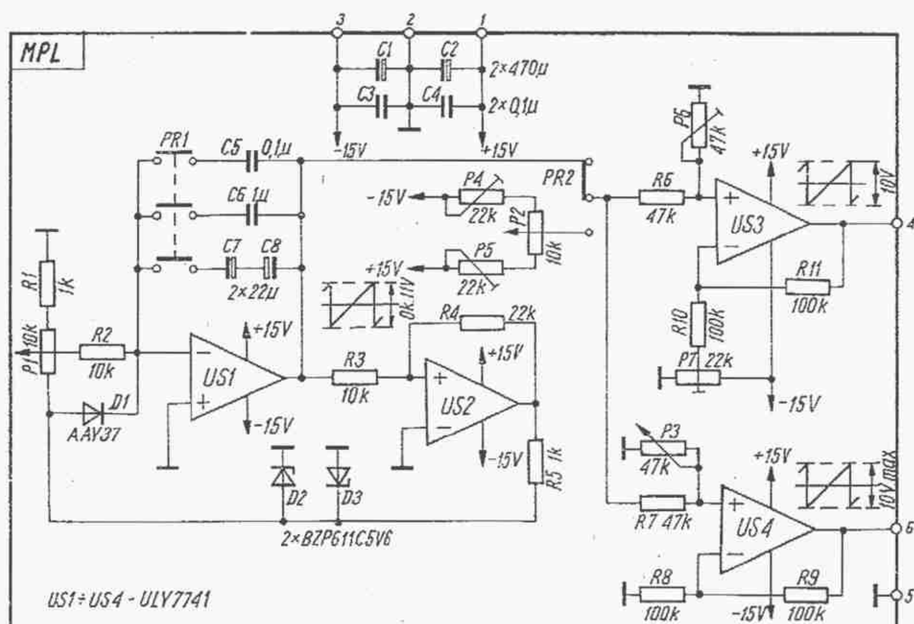
Moduł sterujący MS (rys. 4) jest zbudowany w oparciu o wzmacniacz US1 pracujący w układzie wzmacniacza różnicowego. Wejście „plus" jest sterowane przebiegiem piłowym z modułu MPL, wejście „minus" – napięciem stałym 0...–9 V. Amplituda przebiegu piłowego jest regulowana skokowo przełącznikiem PR2 oraz płynnie potencjometrem P2. Napięcie ujemne doprowadzane do wejścia „minus" układu US1 jest regulowane skokowo przełącznikiem PR1 oraz płynnie potencjometrem P1. Przy zastosowanych



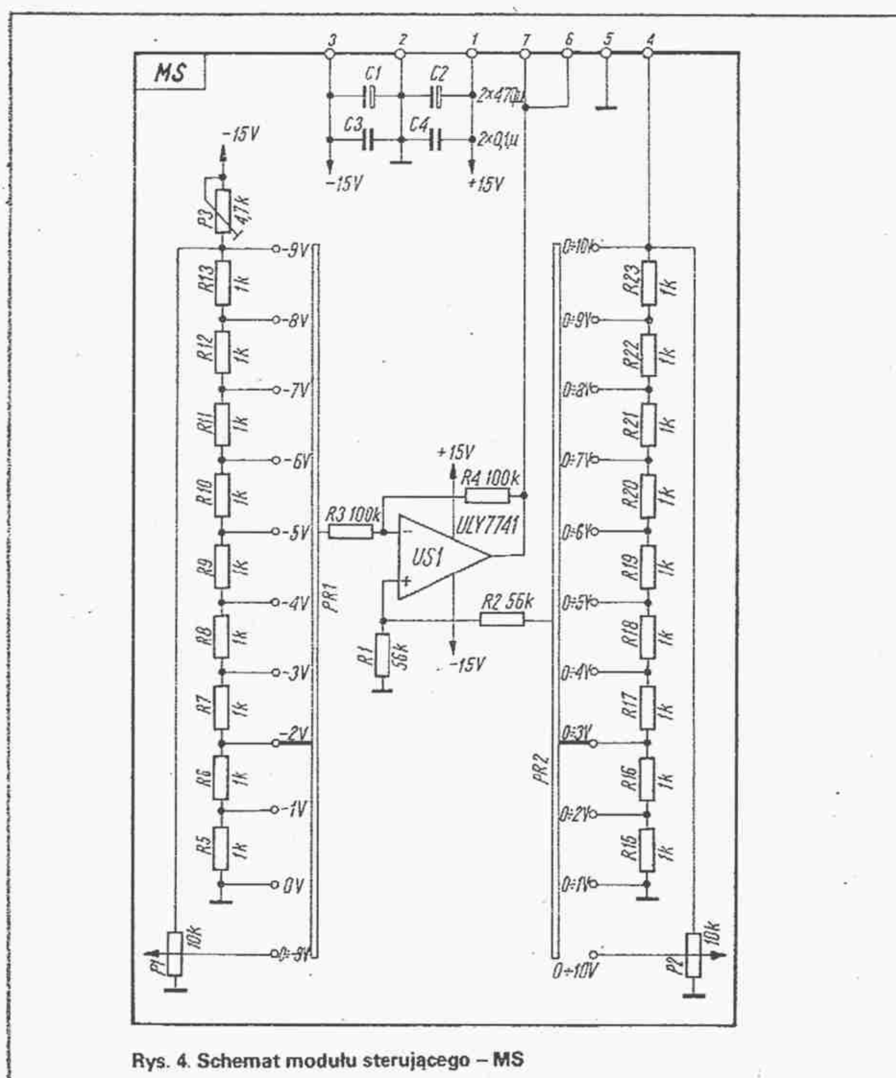
Rys. 1. Schemat blokowy wobulatora



Rys. 2. Schemat modułu zasilacza – APS
Kondensatory: C2, C4, C6, C8 – ferroelektryczne; C3, C7, C9 – tantalowe



Rys. 3. Schemat modułu generatora przebiegu piłowego – MPL



Rys. 4. Schemat modułu sterującego – MS

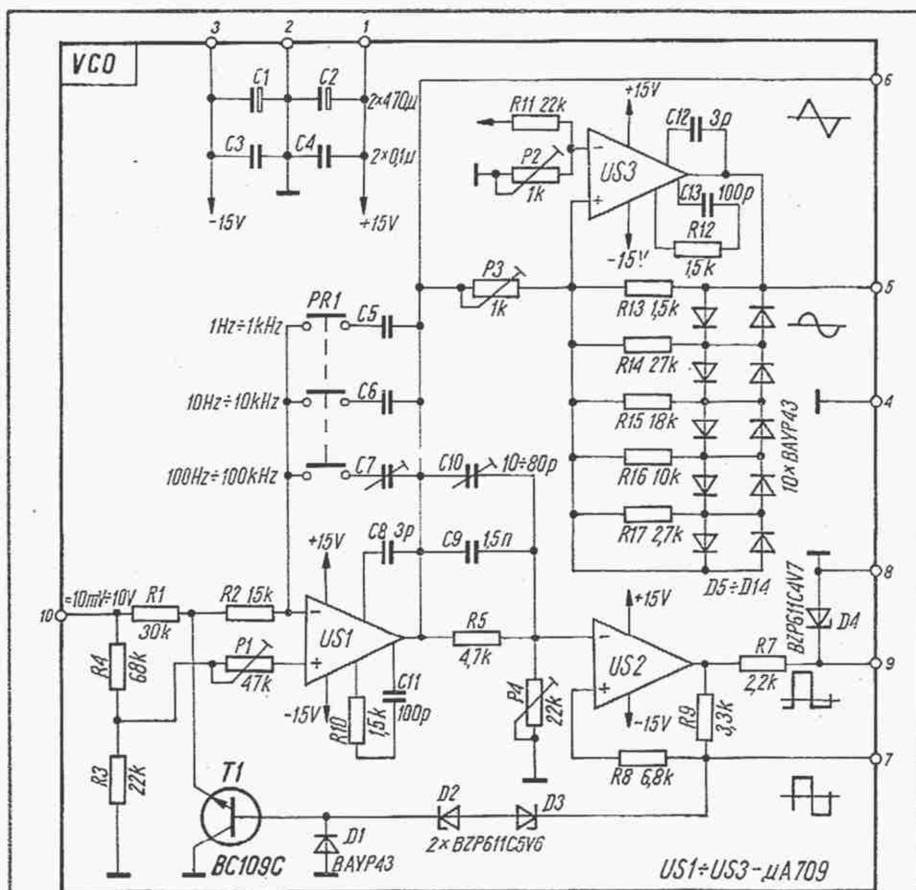
w układzie rezystorach R1...R4 wzmocnienie wzmacniacza wynosi 1, natomiast napięcie wyjściowe jest różnicą napięcia przebiegu piłowego i ujemnego napięcia doprowadzonego z przełącznika PR1.

Z analizy działania wzmacniacza US1 wynika, że regulowany przebieg piłowy na wyjściu wzmacniacza może być skokowo lub płynnie przesuwany nad oś „0 V" w zakresie od 0 V do 9 V. Przy regulacji układu należy pamiętać, że maksymalna wartość przebiegu wyjściowego nie może przekraczać 10 V, bowiem do tej wartości pracuje liniowo sterowany przez to napięcie generator VCO.

Regulacja modułu polega na takim ustaleniu rezystancji P3, aby w punkcie między P3 i R13 napięcie wynosiło –9 V oraz na dobraniu rezystorów R5... R13 o jednakowej wartości (wg pomiaru a nie oznaczeń), jednakowych rezystorów R14...R23 oraz identycznych rezystorów R3 – R4 i R1 – R2. Końcówka 6 i 5 modułu służy do przyłączenia woltomierza, którego wskazania, po odpowiednim przeliczeniu, służą do kontroli częstotliwości pracy układu VCO. Wyjście to może również służyć do sterowania innych dodatkowych układów, np. wobulatora w.cz.

Generator sterowany napięciem VCO (rys. 5) skonstruowano z układami scalonymi serii 709 odpowiednio skompensowanymi, aby pasmo ich przenoszenia przekraczało 100 kHz. Wzmacniacz US1 pracuje w układzie integratora (wzmacniacza całkującego) sterowanego przez komparator za pośrednictwem tranzystora T1. Częstotliwość pracy generatora jest uzależniona od wartości włączonego przełącznikiem PR1 kondensatora oraz od napięcia sterującego doprowadzonego do końcówki 10 modułu. Wypełnienie przebiegów ustala się za pomocą rezystora nastawnego P1. Liniowość pracy generatora reguluje się trymerem C10 i rezystorem nastawnym P4. Przebieg trójkątny z układu scalonego US1 steruje diodowym konwerterem funkcji zrealizowanym w oparciu o układ scalony US3. Konwerter ten przekształca przebieg trójkątny na aproksymowany dziesięcioma odcinkami przebieg sinusoidalny. Podczas montażu należy zwrócić uwagę na precyzyjne dobranie rezystorów R1...R4 oraz R13...R17. Szczególnie te ostatnie powinny mieć warości zgodne z podanymi na schemacie (jak najdokładniej), ponieważ od nich zależy kształt sinusoidy uzyskiwanej na wyjściu układu US3. Regulacja modułu rozpoczyna się od włączania kondensatora C6 o wartości około 390 pF i doprowadzeniu napięcia sterującego 1 V do końcówki 10 modułu; generator powinien zacząć pracować. Kolejna czynność, to sprawdzenie wypełnienia przebiegu prostokątnego na końcówce 7 modułu. Jeżeli wypełnienie tego przebiegu nie jest równe 1:1, to należy je skorygować rezystorem P1. Następnie należy dobrać tak kondensatory C5...C7, aby przy napięciu sterującym 1 V częstotliwość pracy generatora wynosiła odpowiednio 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz. Z kolei należy, przy włączonym kondensatorze C6 tak ustalić wartość rezystora nastawnego P4 i trymera C10, aby napięcie sterujące w zakresie 10 mV...10 V powodowało liniową zmianę częstotliwości w przedziale 10 Hz... 10 kHz z odchyłką nie większą niż 0,1%.

W trakcie regulacji może się okazać, że wartość rezystancji P4 jest zbyt mała; wówczas należy zmienić rezystor na większy (47 kΩ). Może się również okazać, że

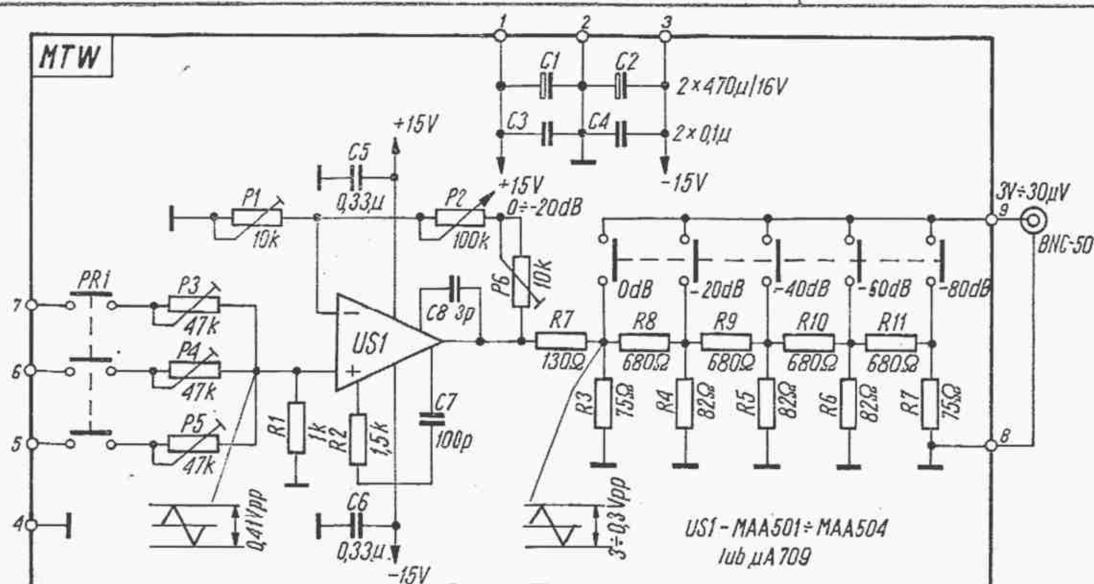


Rys. 5. Schemat modułu generatora sterowanego napięciem – VCO

uwidoczniono tylko przebieg trójkątny). Następnie należy ustalić wartości rezystorów nastawnych P1 i P6 tak, aby wzmocnienie układu US1 wynosiło, przy skrajnych położeniach P2, odpowiednio 2 i 20, co odpowiada płynnej regulacji wzmocnienia w zakresie 20 dB. Tłumik sekcyjny zmniejsza napięcie wyjściowe w przedziałach co 20 dB tak, że razem ze wzmacniaczem US1 tworzą regulator napięcia wyjściowego o maksymalnej amplitudzie 3 V i tłumieniu w zakresie 0... 100 dB.

Czytelnicy zamierzający skonstruować opisany wobulator mogą spotkać się z trudnością nabycia scalonych stabilizatorów μA7815 i μA7915. Można je zastąpić innym zasilaczem symetrycznym ±15 V, należy jednak pamiętać, że precyzyjne działanie urządzenia w dużym stopniu zależy od stałości parametrów zasilacza.

Jak już wspomniano, urządzenie może spełniać funkcję regulowanego generatora przebiegów sinusoidalnych, trójkątnych i prostokątnych, jak również TTL. Przy takim wykorzystywaniu urządzenia częstotliwość pracy generatora reguluje się potencjometrem P2 w module MPL, przy ustawieniu przełącznika PR1 w module MS w położenie „0 V" i przełącznika



Rys. 6. Schemat modułu wzmacniacza wyjściowego i tłumika – MTW

nieodpowiednia jest wartość kondensatora C9.

Wartości elementów P4, C9 były dobierane w trakcie regulacji urządzenia modelowego i takie wartości podano na schemacie. Następnie ustala się wartość rezystora P3 tak, aby uzyskać najbardziej prawidłowy przebieg sinusoidalny. Rezystorem P2 ustala się położenie przebiegu względem osi „0 V". Wyjście TTL (końcówki 8 i 9) jest przeznaczone do przyłączenia cyfrowego miernika częstotliwości lub do sterowania urządzenia z układami TTL.

Moduł tłumika i wzmacniacza wyjściowego MTW (rys. 6) składa się ze wzmacniacza nieodwracającego US1 o wzmocnieniu równym 2...20 regulowanym za pomocą rezystora zmiennego P2. Do wyjścia układu US1 jest dołączony sekcyjny tłumik o rezystancji wyjściowej około 75 Ω. Regulację modułu należy rozpocząć od kolejnego włączania przełącznikiem PR1 rezystorów regulowanych P3...P5 do pracującego z częstotliwością około 1 kHz generatora VCO i takiego ustalenia ich wartości, aby amplitudy wszystkich przebiegów wynosiły 410 mV_{pp} (na schemacie

PR2, w tym samym module, w położeniu 0...10 V.

Moduł generatora VCO współpracujący z cyfrowym miernikiem częstotliwości bez żadnych dodatkowych układów może służyć jako cyfrowy miernik napięcia stałego o zakresie 0... 10 V i impedancji wejściowej około 20 kΩ. W tym przypadku mierzone napięcie należy doprowadzać do końcówki 10 modułu VCO. Należy jednak pamiętać, że wejście to nie jest niczym zabezpieczone i przy doprowadzeniu napięcia o zbyt wielkiej wartości moduł VCO może ulec zniszczeniu.

KRÓTKOFALOWIEC polski
ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
Nr 2 (268) LUTY 1983

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

DZIAŁALNOŚĆ ORGANIZACYJNA PZK W LISTOPADZIE 1982 R.

Najważniejszym kierunkiem działalności organizacyjnej Polskiego Związku Krótkofalowców w listopadzie 1982 r. było rozpoczęcie akcji aktualizacji licencji krótkofalarskich. Rozpoczęło ją spotkanie Prezydium ZG PZK z prezesami lub upoważnionymi przedstawicielami Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK, które odbyło się w Warszawie w dniu 8 listopada. Na 35 istniejących Oddziałów PZK było reprezentowanych 34. Brak było jedynie przedstawiciela Suwałk.

Spotkanie prowadził Prezes PZK prof. dr inż. Andrzej Zieliński SP5LVV. W swoim zagajeniu Prezes PZK poinformował zebranych o wynikach starań Prezydium ZG PZK w kierunku przywrócenia w Polsce pełnej działalności krótkofalarskiej. W rezultacie tych starań uzyskano zgodę władz na działalność przygotowawczą, polegającą na opiniowaniu podań o przywrócenie licencji krótkofalarskich przez Oddziałowe Komisje Aktualizacyjne, które powinny być niezwłocznie powołane i powinny działać pod przewodnictwem prezesów ZOW PZK. W komisjach tych powinni uczestniczyć, jako pełnoprawni członkowie, przedstawiciele LOK i ZHP.

Następnie SP5LVV poinformował o powołaniu Głównej Komisji Aktualizacyjnej i o przewidzianym trybie przygotowywania i opiniowania podań o aktualizację licencji. Podania w dwóch egzemplarzach, na blankietach przygotowanych przez Wydawnictwa PZK, muszą być – po wypełnieniu przez ubiegającego się o zwrot licencji – zaopiniowane w macierzystym klubie. Jednym z warunków pozytywnej opinii klubu jest opłacenie składek na bieżąco. Zaopiniowane przez kluby podania powinny być przekazane Oddziałowym Komisjom Aktualizacyjnym, które po wpisaniu swojej opinii przekażą podania właściwym Okręgowym Inspektoratom Państwowej Inspekcji Radiowej. Podczas posiedzeń Oddziałowych Komisji Aktualizacyjnych nie jest konieczna obecność autorów podań, jednak komisje te mogą w pewnych przypadkach zażądać przedstawienia do wglądu dzienników radiostacji lub otrzymanych kart QSL jako dowodu dotychczasowej aktywności w „eterze". Akcja aktualizacji licencji przewidziana jest do końca 1983 roku. Kto w tym terminie nie złoży podania o aktualizację, a będzie chciał później odzyskać licencję, będzie musiał ubiegać się o nią na obowiązujących aktualnie ogólnych zasadach, tak jak występujący o licencję po raz pierwszy.

Powoływanie Oddziałowych Komisji Aktualizacyjnych rozpoczęło się już na drugi dzień po omówionym spotkaniu. Blankiety podań o aktualizację licencji zostały wydrukowane w ciągu tygodnia i rozprowadzone do wszystkich Oddziałów Wojewódzkich PZK. Wiele Zarządów OW, w trosce o maksymalne przyspieszenie rozprowadzenia blankietów podań wśród zainteresowanych, przysyłało swoich przedstawicieli po odbiór blankietów do Warszawy, unikając w ten sposób pośrednictwa poczty, trwającego przeważnie kilkanaście dni.

Kolejne, planowe posiedzenie Prezydium Zarządu Głównego PZK odbyło się w dniu 13 listopada. Ujęta w porządku dziennym sprawa Sekcji Telegrafii Szybkiej nie była omawiana ze względu na nieobecność SP2PI. Omawiano natomiast rozpoczęcie akcji aktualizacji licencji, projekt planu finansowego PZK na rok 1983, sprawę zwołania w 1983 r. Zjazdu Krajowego PZK, przygotowania do VI Plenum ZG PZK oraz różne sprawy bieżące.

Plan finansowy PZK na 1983 r. zamyka się po stronie wpływów i po stronie wydatków kwotą 7216 tys. złotych. Planowany jest dochód ze składek członkowskich w wysokości 800 tys. złotych, a inne dochody własne w wysokości 500 tys. złotych. O ile wykonanie planu wpływów ze składek członkowskich nie budzi obaw ze względu na warunki związane z aktualizacją licencji, to zdaniem niektórych uczestników posiedzenia mogą wystąpić trudności z wykonaniem planu innych dochodów własnych. Obawy te wynikają głównie ze zmniejszającego się dopływu do PZK materiałów i urządzeń, których rozprowadzanie jest podstawą tej pozycji budżetowej.

Przy omawianiu tego punktu porządku dziennego posiedzenia dyskutanci zwracali uwagę na konieczność podjęcia starań o podwyższenie uposażeń pracowników PZK, wśród których są osoby (głównie zatrudnione na części etatu) otrzymujące wynagrodzenie mniejsze od minimalnego, przyjętego obecnie w Polsce (w przeliczeniu na cały etat).

W sprawie zwołania Zjazdu Krajowego PZK ustalono, że powinien odbyć się jesienią 1983 r., jeżeli do tego czasu nastąpi przywrócenie działalności krótkofalarskiej i nowelizacja zarządzenia Ministra Łączności z dnia 23.12.1968 r., co zosało już zapowiedziane.

W punkcie dotyczącym zwołania VI Plenum ZG PZK ustalono, że ze względu na ogrom pracy w początkowym okresie akcji aktualizacji licencji, celowe jest przesunięcie terminu Plenum z 18 grudnia 1982 r. na 15 stycznia 1983 r. W dniu 18 grudnia odbędzie się kolejne posiedzenie Prezydium ZG PZK, na którym nastąpi przyjęcie porządku obrad posiedzenia plenarnego.

W dniu 20 listopada odbyło się w Rawiczu rozszerzone posiedzenie Zarządu Polskiego Klubu Amatorskiej Radiolokacji Sportowej. Zebranie prowadził prezes PK ARS Jerzy Klabon SP3FFN. W pierwszej części zebrania uczetniczyli goście, przedstawiciele spółdzielczości mieszkaniowej województwa leszczyńskiego, zainteresowanej rozwojem amatorskiej radiolokacji sportowej na swoim terenie. Zainteresowanie to owocuje wspólnym organizowaniem zawodów ARS.

Ta część zebrania poświęcona była omówieniu II Międzywojewódzkich Zawodów w ARS Spółdzielczości Mieszkaniowej „Kościan'82" i współpracy w zakresie ARS na terenie województwa między wszystkimi organizacjami zainteresowanymi rozwojem tej konkurencji.

... zebrania była poświęcona sprawozdaniu z działalności PK ARS w 1982 r., dyskusji i omówieniu planu pracy na rok 1983 r. Sprawozdanie wygłosił SP3FFN, uzupełniany przez członków Zarządu PK ARS. Mimo zawieszenia przez pewien czas możliwości organizowania zawodów i przeprowadzania treningów, działalność w zakresie ARS nie ustała zupełnie. Po przywróceniu możliwości pracy nadajników ARS wznowiono treningi i przeprowadzono kilka zawodów. Odbył się także obóz przygotowawczy do mistrzostw świata, które miały się odbyć w Bułgarii.

W dyskusji podkreślano trudności, z jakimi boryka się amatorska radiolokacja sportowa, szczególnie w zakresie sprzętowym. Uznano, że koniecznie należy dążyć, aby w każdym roku organizować mistrzostwa Polski ARS, a także dążyć do poprawienia współpracy z instancjami PZK.

Przy omawianiu planu pracy, który przedstawił SP2DJG ustalono, że mistrzostwa Polski ARS odbędą się w 1983 r. w Bydgoszczy. Dokładny termin będzie ustalony później. *SP5QU*

REGULAMIN WOJEWÓDZKIEJ KOMISJI ETEROWEJ PZK

Na omówionym powyżej spotkaniu prezesów ZOW PZK z Prezydium ZG PZK wręczono przedstawicielom Oddziałów Wojewódzkich PZK regulaminy Wojewódzkiej Komisji Eterowej i Głównej Komisji Eterowej wraz z pismem, zalecającym wytypowanie kandydatów do Wojewódzkich Komisji Eterowych.

Ponieważ regulaminy te powinni znać wszyscy krótkofalowcy polscy, zamieszczamy pełny tekst regulaminu Wojewódzkiej Komisji Eterowej; tekst regulaminu Głównej Komisji Eterowej zamieścimy w następnym numerze.

Rozdział 1. Postanowienia ogólne

§ 1. Regulamin określa organizację, zakres działania i tryb pracy Wojewódzkiej Komisji Eterowej, zwanej dalej „Komisją".

§ 2. Komisja jest organem kontrolnym Zarządu Oddziału Wojewódzkiego PZK, przy którym prowadzi działalność. Pod względem merytorycznym Komisja podlega Głównej Komisji Eterowej PZK.

§ 3. Komisja działa zgodnie z postanowieniami niniejszego regulaminu oraz wytycznymi, uchwałami i decyzjami Głównej Komisji Eterowej PZK.

Rozdział 2. Zakres działania i uprawnienia Komisji

§ 4. Do zakresu działania Komisji należy:

1. Niesienie pomocy operatorom radiostacji klubowych i wszystkim nadawcom indywidualnym SP, polegającej na podawaniu fachowych, rzetelnych raportów o jakości emisji i informowaniu w przypadku wadliwego działania ich radiostacji.
2. Przeprowadzanie kontroli pracy radiostacji amatorskich w eterze w zakresie przestrzegania przepisów obowiązujących w radiokomunikacji amatorskiej oraz obyczajów krótkofalarskich (ham spiritu).
3. Opiniowanie wniosków o podwyższenie limitu mocy.

§ 5. Obszarem działania Komisji jest teren całego kraju.

§ 6. Komisje mają prawo dokonywania kontroli amatorskich urządzeń nadawczo-odbiorczych na terenie własnego województwa po uzyskaniu zgody posiadacza tych urządzeń i uzgodnieniu terminu. Komisje mają również prawo dokonywania doraźnych kontroli w uzasadnionych przypadkach.

Rozdział 3. Organizacja Komisji

§ 7. Członków Komisji typuje i odwołuje ZOW PZK w uzgodnieniu z Główną Komisją Eterową PZK.

§ 8. Komisja powinna składać się z 5 do 7 osób spośród doświadczonych nadawców z długim stażem, dysponujących dobrej klasy sprzętem łączności, w tym: z przewodniczącego i zastępcy przewodniczącego. W uzasadnionym przypadku ZOW PZK może zwiększyć skład osobowy Komisji.

§ 9. Nominacje członków Komisji wydaje i wycofuje Zarząd Główny PZK na wniosek ZOW PZK w uzgodnieniu z GKE PZK, na blankiecie według przyjętego wzoru.

Rozdział 4. Tryb pracy Komisji

§ 10. Członkowie Komisji prowadzą nasłuchy na pasmach amatorskich według ustalonego harmonogramu dyżurów. Nasłuchy te powinny być prowadzone przynajmniej w godzinach najbardziej intensywnej pracy stacji amtorskich, dążąc do zapewnienia obserwacji przez jak najdłuższy okres czasu.

W uzasadnionych przypadkach członkowie Komisji mają prawo ingerowania doraźnie w eterze lub pisemnie w formie raportów. Raporty sporządza się w przypadku stwierdzenia, że:

a) stacja pracuje poza pasmem amatorskim lub niezgodnie z obowiązującym podziałem pasm amatorskich (band planem),
b) stacja powoduje przeszkody wskutek emitowania częstotliwości harmonicznych i pasożytniczych,
c) występują usterki jakości sygnału,
d) nastąpiło przekroczenie obowiązujących przepisów w innym zakresie niż wymienione w pkt. a–c,
e) nastąpiło świadome lub nieświadome naruszenie zasad etyki amatorskiej (ham spiritu).

§ 11. W przypadkach jaskrawego lub złośliwego przekroczenia przepisów, członkowie Komisji sporządzają raport nasłuchu według przyjętego wzoru nr 1 i wysyłają te raporty poprzez Biuro ZOW PZK każdorazowo na adres domowy nadawcy indywidualnego. Kopię raportu otrzymuje przewodniczący Komisji. W odniesieniu do stacji klubowych: raporty wysyłane są do danego klubu, zaś ich kopie do zwierzchnich władz klubu i do przewodniczącego Komisji.

W przypadku powtórzenia się wykroczenia przez daną stację, członkowie Komisji sporządzają raporty nasłuchu według wzoru nr 2 i wysyłają każdorazowo przez Biuro ZOW PZK na adres danego nadawcy indywidualnego, natomiast kopie raportu nr 2 wysyła się do przewodniczącego Komisji, do Okręgowego Inspektoratu Państwowej Inspekcji Radiowej oraz do właściwego ZOW PZK.

W odniesieniu do stacji klubowych raporty wysłane są do danego klubu, zaś ich kopie do władz zwierzchnich klubu, do przewodniczącego Komisji, do Okręgowego Inspektoratu Państwowej Inspekcji Radiowej oraz do właściwego ZOW PZK. Członkowie Komisji zobowiązani są również do sporządzania raportów w przypadku stwierdzenia pracy nielegalnej radiostacji amatorskiej oraz pracy radiostacji nieamatorskiej w zakresie częstotliwości przewidzianym do wyłącznego użytku służby amatorskiej. W tym przypadku raporty powinny być przesyłane do Okręgowego Inspektoratu PIR, a kopie do ZOW PZK.

§ 12. Komisja odbywa posiedzenia co najmniej raz na kwartał. Termin oraz porządek dzienny ustala przewodniczący Komisji, a w czasie jego nieobecności zastępca przewodniczącego.

§ 13. Posiedzeniom przewodniczy przewodniczący Komisji lub jego zastępca.

§ 14. W posiedzeniach mogą uczestniczyć z głosem doradczym osoby zaproszone, a w szczególności przedstawiciele OI PIR, KF i UKF manager ZOW PZK oraz inne osoby, których udział w posiedzeniu Komisja uzna za celowy.

§ 15. Rozpatrywanie spraw odbywa się w formie dyskusji.

§ 16. 1. Uchwały Komisji zapadają zwykłą większością głosów w obecności co najmniej połowy liczby członków Komisji. W przypadku równej liczby głosów decyduje głos przewodniczącego.

2. Przewodniczący Komisji obowiązany jest do sporządzania sprawozdań kwartalnych z działalności Komisji oraz ogólnego raportu nasłuchów według przyjętego wzoru. Powyższe sprawozdania należy przesyłać do ZOW PZK, a ich kopie do GKE PZK w terminie 15 dni od zakończenia kwartału.

§ 17. Posiedzenia Komisji powinny być protokółowane. Protokoły podpisuje przewodniczący.

§ 18. Obługę administracyjną Komisji zabezpiecza Biuro ZOW PZK.

§ 19. Praca Komisji odbywa się na zasadach społecznych.

§ 20. Komisja powinna współpracować z państwowymi organami kontroli radiostacji amatorskich.

Powyższy regulamin został zaakceptowany przez Prezydium ZG PZK w dniu 23.10.1982 r.

W ciągu pierwszych kilku dni po doręczeniu przedstawicielom Oddziałów Wojewódzkich PZK regulaminów Komisji Eterowych zaczęły napływać informacje o wytypowaniu przez niektóre Oddziały członków Wojewódzkich Komisji Eterowych.

W większości przypadków typowano dotychczasowych członków komisji.

NADAL „LUDZIE DOBREJ WOLI"

Słyszy się często, że w dobie kryzysu występuje u wielu ludzi swoista dewaluacja ludzkich uczuć, że w zaostrzonej walce o byt (a często jedynie o pomnażanie swoich zasobów kosztem innych) dochodzą do głosu „wilcze prawa". Że nie dotyczy to wszystkich i że krótkofalowcy nadal są ludźmi dobrej woli, może świadczyć list kol. Andrzeja SP2UU, skierowany do Redakcji „Biuletynu PZK" w listopadzie ub. roku.

Kolega Andrzej uległ poważnemu wypadkowi w 1981 roku, w wyniku którego znalazł się w szpitalu z poważnymi obrażeniami wewnętrznymi. Leczenie wymagało specjalistycznych lekarstw, którymi nie dysponował nie tylko szpital, ale także apteki Wybrzeża. Wobec braku innych możliwości zdobycia niezbędnych lekarstw, kol. Andrzej zwrócił się na falach eteru do kolegów krótkofalowców o pomoc (było to jeszcze przed zawieszeniem pracy radiostacji amatorskich). Odzew był natychmiastowy. W krótkim czasie otrzymał przesyłki z lekami od kolegów: Andrzeja SP5OV, Jacka SP7GXX i Bogdana SP7LHU. W rezultacie – jak pisze kol. SP2UU – „leki postawiły mnie na nogi i w obecnej chwili jest znaczna poprawa stanu zdrowia". Kol. Andrzej prosi o przekazanie podziękowań tym wszystkim, którzy udzielili mu pomocy, a także tym, którzy czynili starania w tym kierunku. Do podziękowań tych dołącza życzenia, aby ci którzy mu pomogli lub starali się pomóc, spotykali się zawsze z taką samą życzliwością. Z przyjemnością przekazuję słowa wdzięczności kol. Andrzeja. W końcowej części swojego listu kol. SP2UU stwierdza, że na krótkofalowców zawsze można liczyć i że stwierdzenie, iż każdy krótkofalowiec jest członkiem Wielkiej Rodziny Ludzi Dobrej Woli – nie jest gołosłowne.

Są to bardzo krzepiące słowa. Bo choć opisana sprawa nie jest sama w sobie niczym nadzwyczajnym i historia krótkofalarstwa, w tym także polskiego, zna dziesiątki tysięcy (a może setki tysięcy) takich akcji pomocy potrzebującym, to jednak ma obecnie szczególny wydźwięk. Pozwala bowiem żywić nadzieję, że szczególny „duch amatorski" oprze się zwycięsko wszystkim trudnościom życia codziennego i wynikającym z nich tendencjom do znieczulicy. Ta dobra wola krótkofalowca nie musi się koniecznie wyrażać w pomocy przy poszukiwaniu leku (oby takich potrzeb było jak najmniej), ale może być okazana w postaci pomocy koledze w uruchamianiu urządzenia, w życzliwej radzie lub obiektywnej, wyczerpującej ocenie sygnału, czy wreszcie w pomocy koledze w jego życiowych problemach. Szczególnie teraz, kiedy rzeczywiście łatwiej budzą się w nas złe instynkty, powinniśmy chronić dobre tradycje krótkofalarskie, kultywować je, aby je przechować do lepszych czasów, które przecież muszą nadejść.

SP5QU

DWIE INTERESUJĄCE KSIĄŻKI

Ukazały się ostatnio na rynku księgarskim dwie interesujące książki, związane za pośrednictwem swoich bohaterów z krótkofalarstwem. Pierwszą z nich jest opowieść Zygmunta Zonika („Depesza zza muru śmierci", wydana nakładem Młodzieżowej Agencji Wydawniczej, 20 tys. egz., cena 80 zł) o działalności w ruchu oporu obozu koncentracyjnego w Buchenwaldzie przedwojennego krótkofalowca inż. Gwidona Damazyna. Inż. Damazyn, z zawodu konstruktor urządzeń radiotechnicznych, po uwięzieniu w Buchenwaldzie wykonał w krańcowo trudnych warunkach życia obozowego kilka odbiorników radiowych, które posłużyły obozowemu ruchowi oporu do nasłuchu radiostacji alianckich.

Uzyskane tą drogą wiadomości były rozpowszechniane wśród więźniów. Inż. Damazyn wykonał także kompletną radiostację nadawczo-odbiorczą, bazującą częściowo na aparaturze elektroakustycznej kina dla personelu obozu. Radiostacja ta została użyta w chwili zagrożenia więźniów ewakuacją przed zbliżającą się armią amerykańską, co dla wielu więźniów równałoby się zagładzie.

Dzięki łączności nawiązanej ze sztabem gen. Pattona, można było poinformować aliantów o sytuacji w obozie, co wpłynęło na zmianę planu operacji wojskowych w tym rejonie i przyczyniło się do szybkiego wyzwolenia więźniów, do czego zresztą przyczynił się zbrojnie także obozowy ruch oporu.

Inż. Damazyn po wyzwoleniu powrócił do swoich zainteresowań krótkofalarskich. W 1946 r. był skarbnikiem Zarządu Organizacyjnego PZK. Zmarł nagle kilkanaście lat temu. Książkę czyta się „jednym tchem". Uzupełnieniem pasjonującego tekstu są fotografie wykonane w obozie w Buchenwaldzie, w tym także fotografie dwóch urządzeń wykonanych w obozie przez inż. Gwidona Damazyna.

Drugą książką, którą szczególnie polecam krótkofalowcom zainteresowanym żeglarstwem, jest relacja Antoniego Jerzego Pisza z rejsu jachtem „Maria" przez Pacyfik („Marią przez Pacyfik", Wydawnictwo Morskie, Gdańsk 1982, w serii „Sławni żeglarze". Nakład 40 tys. egz., cena 120 zł).

Jacht „Maria", będący własnością kapitana Ludomira Mączki SP1CVO, już od ponad 7 lat żegluje po morzach i oceanach świata zmieniając wielokrotnie członków załogi. Autor omawianej książki relacjonuje bardzo szczegółowo rejs przez Pacyfik, wzbogacając relację wieloma wiadomościami goeograficznymi i historycznymi o odwiedzanych miejscach. Są tu także relacje z kontaktów z krótkofalowcami, osobistych i nawiązanych za pośrednictwem radiostacji amatorskiej SP1CVO/mm. Płynna narracja i lekkość pióra autora, to dodatkowe zalety tej książki.

SP5QU

W TELEGRAFICZNYM SKRÓCIE

● Pierwsze trzy miejsca we współzawodnictwie dyplomowym, prowadzonym przez sekcję dyplomową SPDX Klubu, zajmują: SP7AW z 483 punktami i 190 dyplomami, SP2ZT (410 i 183) oraz SP2BKF (340 i 90). Zgłoszenia i uzupełnienia do SPHC, z obliczoną punktacją i podanym kolejnym numerem uzupełnienia, należy przesyłać do końca kwartału pod adresem: Andrzej Kojer SP7ASZ, skrytka pocztowa 17, 25-955 Kielce 15.

● Award manager PZK kol. Kuba SP5BB informuje, że obecnie cena jednego kuponu IRC wynosi 50 zł, choć przy ewentualnej wymianie kuponu na znaczek pocztowy do listu za granicę otrzymuje się znaczek o nominale 25 zł.

● Jak informuje W4KA – award manager WAZ I WPX (za pośrednictwem SP5BB), ustalono nowe ceny na te dyplomy. Obecna cena wynosi 10 dol. USA, czyli 34 kupony IRC, ponieważ amerykańska poczta wymienia obecnie jeden kupon IRC na znaczek o nominale 30 centów.

● Puchary Stewarda S. Perry'ego W1BB za osiągnięcia w pracy DX-owej na 160 m w sezonie 1980/81 otrzymali: kol. Mirosław SP5IXI i kol. Adam SP9DH. Puchary zostały wręczone na posiedzeniu Zarządu Klubu 160 m w dniu 3 października 1982 r. Gratulujemy!

● Operator najwyżej położonej w Polsce amatorskiej radiostacji UKF kol. Jerzy SP9FG informuje, że 30 października 1982 r., w godz. 11–14 UTC odbierał na Kasprowym Wierchu (JJ7Øb) w pasmie 432 MHz radiostacje PAØPVW (CLØ9b) z raportem 55 (SSB) i ON6UG (wołającą CQ DX) z raportem 519.

● Komisja techniczna Zarządu Głównego PZK przystąpiła do opracowania warunków konkursu twórczości krótkofalarskiej. Konkurs ten, wobec odblokowania działalności krótkofalarskiej i zniesienia związanych z tym ograniczeń w budowie urządzeń nadawczych i nadawczo-odbiorczych, będzie ogłoszony w najbliższym czasie. Przewiduje się oddzielne kategorie

konkursu na urządzenia dla początkujących, urządzenia szerokiego zastosowania (średniej klasy) i urządzenia wyczynowe. Zachęcamy Kolegów do rozpoczęcia przygotowań do udziału w konkursie, a instytucje zainteresowane rozwojem techniki amatorskiej zachęcamy do fundowania nagród. Wyniki konkursu mogą być interesujące dla rzemieślników i niektórych firm polonijnych, co w efekcie może poprawić zaopatrzenie w sprzęt krótkofalarski. *SP5QU*

50 LAT TEMU...

Z pożółkłych kart rocznika „Krótkofalowca Polskiego" 1931 r. wybrałem kilka wiadomości, obrazujących stan krótkofalarstwa polskiego w szóstym roku jego istnienia. Oto one.

■ Numer 1 „KP" z 1931 roku rozpoczyna artykuł pt. „Zawody wolnych drużyn", będący sprawozdaniem z pierwszych polskich zawodów krótkofalowych, jakie odbyły się w dniu 14 grudnia 1930 r. W zawodach wzięło udział 10 samodzielnych drużyn (po 4 zawodników każda) reprezentujących różne okręgi kraju, a zadaniem ich było przekazywanie radiogramów.

■ W tym samym numerze znajduje się ciąg dalszy opisu wyprawy grupy krótkofalowców lwowskich w Karpaty Wschodnie. Była to pierwsza tego rodzaju wyprawa w świecie. Podkreślano jej naukowy charakter, związany z bliżej nieznanymi dotychczas właściwościami rozchodzenia się fal ultrakrótkich i koniecznością bliższego ich zbadania. Rezultaty tych badań przeszły najśmielsze oczekiwania. Odkryto między innymi zjawisko refrakcji, a wyniki badań były komentowane przez prasę światową, zarówno amatorską jak i profesjonalną. Kiedy dziś zasiadamy przed ekranami telewizorów nie zapominajmy, że istotny wkład w rozwój telewizji na UKF wnieśli krótkofalowcy polscy.

■ Tenże numer „KP" zamieszcza rozpaczliwy apel naszego rodaka z Brazylii p. Kubczyńskiego. Pisze on: „Kiedyż nareszcie my Polacy na dalekiej emigracji będziemy mogli słyszeć stacje radiofoniczne polskie? Zapobiec wynarodowieniu może w dużej mierze żywe słowo. Na pomoc przychodzi radio. Ani książki, ani odczyty, ani dzienniki nigdy nie dorównają żywemu słowu płynącemu na falach radia. Pomóżcie nam panowie!

■ Numer 4–5 „KP" zawiera pełny tekst protokołu z Walnego Zgromadzenia PZK, które odbyło się 15 marca 1931 r. W punkcie 6 porządku obrad widnieje referat inż. T. Truszkowskiego (brata SP1CS, późniejszego OD5LX) pt. „Propaganda zagraniczna drogą kart QSL", w punkcie 16 natomiast: „Sprawa statutu PZK".

■ Numer 11 „KP" donosi, że warunki DX-owe na 40 metrach są w ostatnich tygodniach idealne. Szczególnie łatwe są wieczorami połączenia z Australią, nawet małą mocą. Z zagranicy sygnalizują liczne połączenia, mocą paru watów zaledwie. Z polskich hams pracowali z Australią: SP1AH, SP1AT, SP1BT i PL287 (w owych latach zdarzało się, że nasłuchowcy SP posługujący się prefiksem PL przeprowadzali QSO, gdyż kluby zaprzestawały stopniowo przydzielania znaków nadawczych, a na licencję trzeba było długo czekać – przyp. autora).

■ Grudniowy numer „KP" zamieszcza znamienny artykuł pt. „S.O.S." Autor, podpisujący się anonimowym znakiem SP3Ton, krytykuje ówczesną ustawę celną, uniemożliwiającą praktycznie rzecz biorąc import sprzętu krótkofalarskiego. Pisze on: „Praca na falach krótkich jest konieczna dla dobra Państwa. I powinna być, nie mówię już specjalnie faworyzowana, ale przynajmniej tak traktowana jak sport piłki nożnej".

– Tenże grudniowy numer „KP" zamyka się sprawozdaniem Polskiego Biura QSL za 1931 rok. Wynika z niego, że w tym roku biuro QSL przekazało ogółem 32 652 sztuk kart, w tym 21 562 z kraju i 11 090 z zagranicy. Na pierwszym miejscu uplasował się SP1AR z liczbą 1 703 wysłanych kart, a dziesiąte miejsce zajął autor niniejszego przeglądu, pracujący wówczas pod znakiem PL423, który w roku 1931 wysłał 589 kart QSL. *SP8HR*

A PRZED 25 LATY...

Pierwszy po II wojnie światowej numer „Krókofalowca Polskiego" ukazał się w kwietniu 1958 r. W stopce redakcyjnej znajdujemy znane znaki: SP5FM (red. nacz.), SP5ZX i SP5HS. Na początku numeru pierwszego znajdujemy skład władz centralnych PZK, z prezesem kol. Anatolem Jeglińskim SP5CM na czele. W artykule wstępnym („To SP–HAMS) czytamy m. in.: „Nie można zaprzeczyć, że PZK już istnieje, krzepnie i rozwija się! Uznali nas wreszcie i liczą się z nami ci, którzy od początku byli nam niechętni. Przecierają oczy i widzą bezsens zwalczania naszej organizacji mniej obeznani i obałamuceni amatorzy. Nikt, kto uczciwie nas ocenia, nie może już twierdzić, że mamy ukryte jakieś cele osobiste, a jeśli ktoś jeszcze tak myśli, przekonamy go, że można pracować społecznie, nie oglądając się na korzyści zarobkowe.

Rozprzestrzeniane są różne – pochodzące ze znanych i nieznanych źródeł – wersje o sytuacji w PZK. Spójrzmy na naszą organizację w całości i oceńmy w ogólnych zarysach dzisiejszą jej wartość".

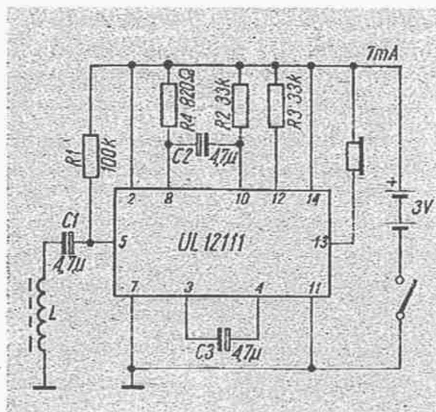
Dalej numer 1 „KP" z 1958 r. przynosi: informacje, co dzieje się na pasmach, informacje o ciekawszych stacjach słyszanych i „zrobionych", regulaminy zawodów REF i PACC, wyniki zawodów SP-U, wiadomości UKF, kalendarz zawodów na 1958 r., informacje o dyplomach i adresy QSL – managerów oddziałowych. *SP5QU*



z praktyki radioamatorskiej

Bezprzewodowe słuchawki stereofoniczne z układem scalonym UL1211N

W numerze 3/1981 „Re" były opisane bezprzewodowe słuchawki stereofoniczne. Wadą tego układu był sposób zasilania wzmacniaczy operacyjnych niepotrzebnie zwiększający ciężar urządzenia i koszt eksploatacji (znaczna moc tracona w ULY7741N). Bardziej oszczędnym rozwiązaniem jest zastosowanie popularnego mikroukładu scalonego UL1211N, który umożliwia obniżenie napięcia źródła zasilania do 3 V (stabilizator wewnętrzny jest w tym przypadku nie wykorzystany). Odpowiedni schemat jest przedstawiony niżej (jeden kanał).



Napięcie m.cz. wzbudzone w cewce jest doprowadzone przez kondensator C1 do zespołu wzmacniaczy. Kondensatory C2 i C3 sprzęgają poszczególne stopnie, rezystory R1, R2, R3 zapewniają odpowiednią polaryzację baz tranzystorów wzmacniaczy, a rezystor R4 służy do optymalizacji wzmocnienia i wpływa na wartość zniekształceń układu. Ostatni stopień pracuje jako wzmacniacz różnicowy, który jest bezpośrednio obciążony słuchawką (np. typu SN50). W przypadku zasilania układu napięciem wyższym niż 3 V (max 9 V) należy przerwać połączenie końcówek 2 i 14 układu scalonego.

Dane techniczne cewek oraz sposób ich wykonania nie różnią się w zasadzie od podanych we wspomnianym na wstępie opisie. *Mirosław Grochociński*

Elektroniczna pozytywka

mgr inż. HENRYK KORNIAK

Elektroniczną pozytywkę można zastosować zamiast tradycyjnego dzwonka do drzwi. Układ charakteryzuje się tym, że pozostaje w stanie spoczynkowym, odłączony od sieci, do momentu włączenia, a po odegraniu melodyjki, automatycznie wyłącza się.

Schemat ideowy pozytywki przedstawiono na rysunku 1.

Układ składa się z następujących podzespołów:

– zespołu włączania i wyłączania wraz z zasilaczem stabilizowanym +5 V,

– generatora taktującego z licznikiem i dekoderem stanu licznika,

– multiwibratora astabilnego z zespołem potencjometrów nastawczych, wzmacniacza prądowego oraz głośnika.

Działanie układu zaczyna się od naciśnięcia przycisku dzwonka Pd, zamykającego obwód prądu zmiennego 220 V.

Po naciśnięciu przycisku Pd zaczyna pracować zasilacz +5 V. Napięcie zasilacza wzrasta do wartości znamionowej, a dodatkowo całkowane jest w obwodzie wejściowym 12 bramki US1. Ponieważ przez około 1,5 s napięcie na końcówce 12 jest niższe od 2,4 V (tj. progu napięcia odpowiadającemu jedynce logicznej układów TTL), na wyjściu bramki istnieje stan „1", co powoduje wyzerowanie licznika US3.

Elementy US4 i US5 są dekoderami BCD na $\overline{1\ z\ 10}$, a w połączeniu z inwerterem US2 (1, 2, 3) tworzą dekoder BCD na $\overline{1\ z\ 16}$. Ponieważ w stanie 0000 licznika US3 tylko wyjście $\overline{0}$ dekodera US4 (końcówka 1) znajduje się w stanie logicznego „0", a pozostałe wyjścia obydwu dekoderów US4 i US5 w stanie logicznej „1", tranzystor T2 przewodzi, uruchamiając przekaźnik kontaktronowy Pk, podtrzymujący włączenie napięcia sieciowego.

Podczas ustalania się napięcia zasilającego zaczyna pracę generator taktujący, zbudowany na bramkach US1 (końcówki 1...6). Wytwarza on impulsy prostokątne, które po otwarciu bramki US1 (8, 9, 10) są zliczane w liczniku.

Gdy napięcie na końcówce 12 bramki US1 osiągnie wartość odpowiadającą logicznej „1" (na końcówce 13 jest już wtedy „1"), to na wyjściu bramki pojawia się logiczne „0", co powoduje odblokowanie bramki US1 (8, 9, 10) i rozpoczęcie zliczania impulsów taktujących przez licznik US3.

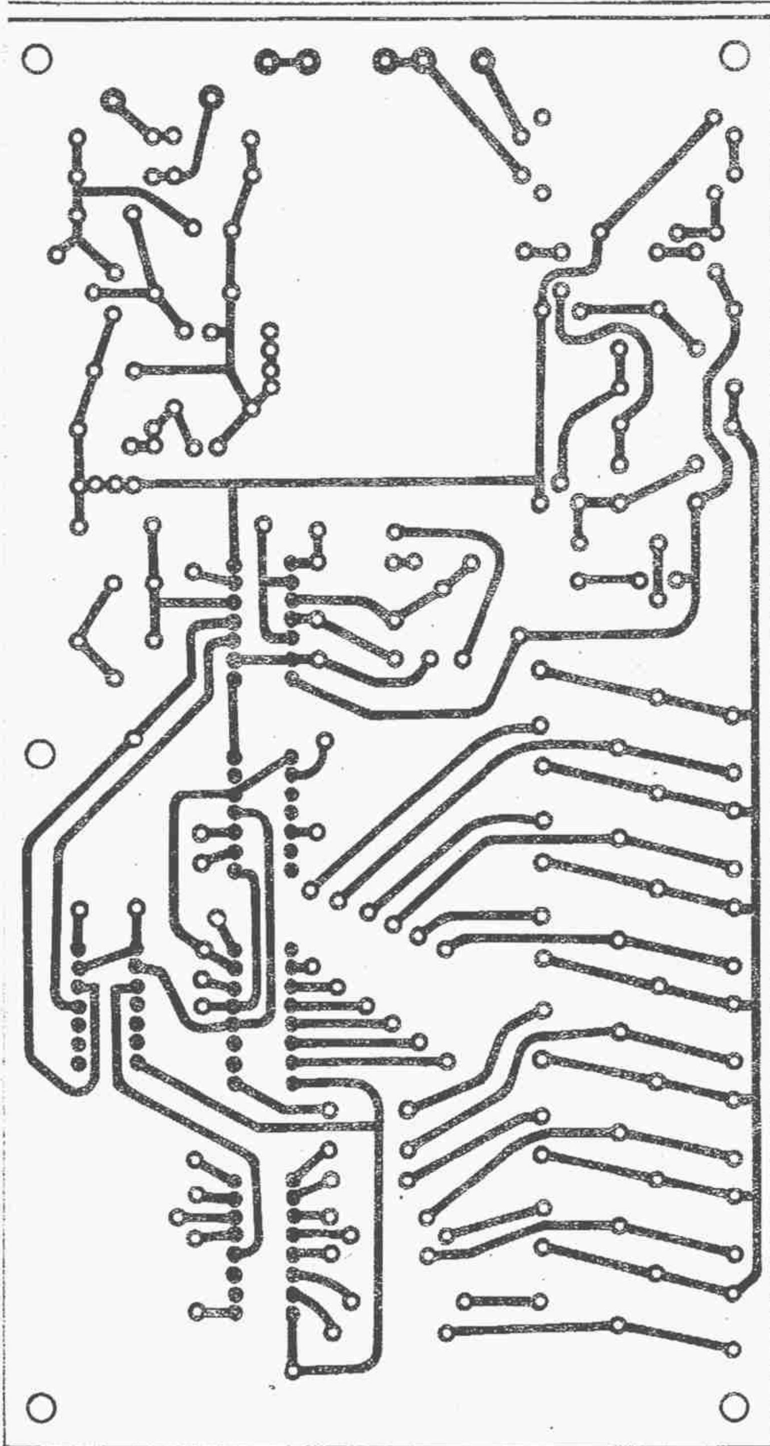
Multiwibrator astabilny z tranzystorami T3, T4 generuje przebieg o częstotliwości zależnej od rezystancji potencjometrów P2...P15. Dzięki zastosowaniu w multiwibratorze tranzystorów typu p-n-p, wybieranie kolejnych potencjometrów jest dokonywane przez połączenie ich z szyną 0 V przez obwody wyjściowe dekoderów US4, US5. Diody D6...D19 oddzielają od siebie potencjometry, ponieważ wyjścia dekoderów są typu standardowego, a nie typu otwarty kolektor.

Podczas zliczania przez licznik impulsów taktujących, kolejne wyjścia dekoderów US4 i US5 łączą odpowiednie potencjometry z szyną 0 V, zmieniając częstotliwość drgań multiwibratora stosownie do ustawionych rezystancji potencjometrów. Aby wyeliminować zniekształcenie dźwięku podczas włączania układu, nie wykorzystano końcówki 1 dekodera US4 (stan 0000 licznika).

Gdy licznik M3 osiąga stan 15 (1111), na końcówce 9 dekodera US5 pojawia się logiczne „0". Powoduje to zamknięcie bramki M1 (końcówka 10) i zamknięcie drogi dla impulsów z generatora taktującego do licznika. Jednocześnie poprzez tranzystor T2 zostaje wyłączony przekaźnik kontaktronowy Pk i napięcie zasilające.

Dla ograniczenia poboru mocy zastosowano głośnik o impedancji 15 Ω. Regulację głośności uzyskuje się przez zmianę napięcia zasilania głośnika (5 lub 8 V) lub przez dodanie w obwodzie głośnika dodatkowego rezystora. Możliwe jest także

Rys. 1. Schemat ideowy elektronicznej pozytywki



Rys. 2.
Płytka drukowana z rozmieszczeniem elementów

użycie zamiast tranzystora T5 scalonego wzmacniacza akustycznego z potencjometrem regulującym głośność. Zamiast dekoderów US4, US5 typu 7442 można zastosować element typu 74154 odpowiednio zmieniając płytkę drukowaną.
Aby uprościć układ można wyeliminować dekoder US5 oraz bramkę US2 (1, 2, 3), zastępując licznik binarny US3 licznikiem dziesiętnym. Powoduje to jednak skrócenie melodyjki z 14 do 8 dźwięków.

Do montażu układu można wykorzystać płytkę drukowaną wykonaną wg rys. 2.

Transformator sieciowy, oprawa bezpiecznikowa oraz głośnik są mocowane do obudowy.
Radiator tranzystora T1 wykonuje się z paska blachy miedzianej lub aluminiowej o powierzchni około 10 cm^2 i mocuje się go do płytki.

Poszczególne tony melodyjki najłatwiej ustawiać przyłączając przewód połączony z szyną 0 V do odpowiednich końcówek potencjometrów. Czas trwania poszczególnych tonów reguluje się potencjometrem P1. Nie wykorzystane końcówki wejściowe bramek przyłączono do napięcia 3,8 V.

Uwagi dotyczące elementów
Układy scalone: US1, US2 – UCY7400N; US3 – UCY7493N; US4, US5 – UCY7442N
Potencjometry: typ TVP 114
Przekaźnik kontaktronowy: 2,8 kΩ /6 V
Transformator sieciowy: TS 3/8
Oprawa bezpiecznikowa: GBA-Z
Wkładka topikowa: WTA 63 mA
Głośnik: GD 10-16/44 W, 15 Ω

Od Redakcji
Przycisk Pd, włączający pozytywkę znajduje się pod napięciem sieci. Należy w związku z tym zastosować przycisk dostosowany do pracy przy napięciu 220 V. Ponadto, jeśli przycisk ma być umieszczony na zewnątrz budynku lub w wilgotnym pomieszczeniu, powinien mieć obudowę hermetyczną.



Jeszcze o odkłócaniu odbioru programów radiowych w samochodach

inż. WŁODZIMIERZ KLIMECKI

W nrze 1/83 „Re" opisano w zasadzie wszystkie źródła zakłóceń odbioru programów radiowych w samochodach. Obecnie podajemy praktyczne wskazówki dotyczące usuwania zakłóceń odbioru programów radiowych w wybranych markach i typach samochodów.

Jakość odbioru programów radiowych w samochodach zależy przede wszystkim od właściwego zainstalowania anteny, stanu instalacji elektrycznej, pewności styków, jakości świec zapłonowych i od jakości kontaktów pomiędzy poszczególnymi częściami metalowymi nadwozia. Jeżeli mimo sprawdzenia i ewentualnego usunięcia usterek w wymienionych warunkach zakłócenia będą występowały nadal, należy zainstalować dodatkowe elementy przeciwzakłóceniowe, które w Polsce są produkowane w Zakładach Podzespołów Radiowych MIFLEX w Kutnie.

Odkłócanie należy rozpoczynać od zainstalowania podstawowego zestawu kondensatorów, montując je w sposób opisany dalej. Jeżeli odkłócenie jest niewystarczające, należy zamontować dodatkowo kondensatory zestawu rozszerzonego.

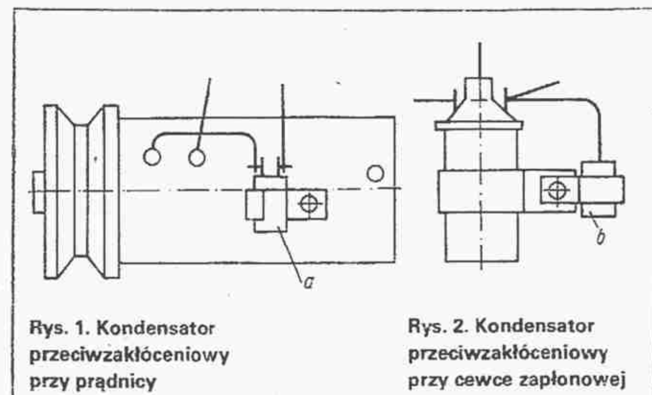
Zestaw podstawowy obejmuje:
- kondensator KSpz-011 0,5 μF/160 V- (1 szt.)
- kondensator KPs-012 3 μ/160 V- (1 szt.)

SPOSÓB MONTAŻU PODSTAWOWEGO ZESTAWU KONDENSATORÓW PRZECIWZAKŁÓCENIOWYCH W POSZCZEGÓLNYCH MARKACH SAMOCHODÓW

POLSKI FIAT 126P

Kondensator (a) typu KSpz-011 0,5 μF należy przymocować do korpusu prądnicy (rys. 1). Przewód biegnący z regulatora napięcia do szczotki prądnicy należy odłączyć od regulatora i dołączyć do kondensatora. Drugi zacisk kondensatora należy dołączyć w miejsce odłączonego przewodu.

Przewód kondesatora (b) KPs-012 3 μF należy dołączyć do zacisku zasilania cewki (rys. 2). Kondensator mocować w pobliżu cewki zapłonowej.

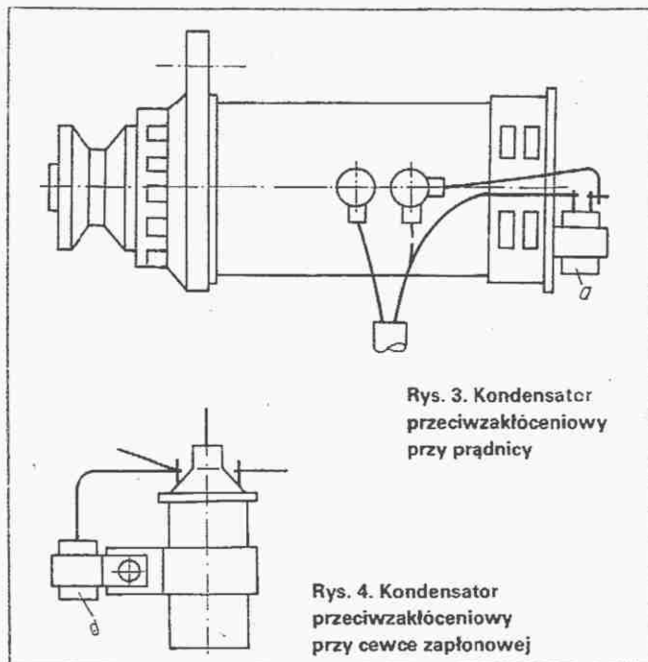


Rys. 1. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy prądnicy

Rys. 2. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy cewce zapłonowej

U w a g a. W zależności od typu prądnicy zacisk szczotek może mieć różne położenie.

Kondensator (b) typu KPs-012 3 μF umocować w pobliżu cewki (rys. 4). Przewód kondensatora przyłączyć do zacisku zasilania cewki.



Rys. 3. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy prądnicy

Rys. 4. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy cewce zapłonowej

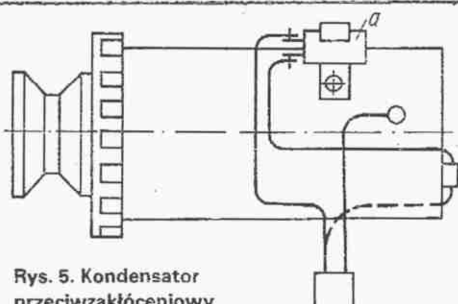
SKODA 1000 MB; S100 DE LUX

Kondensator (a) typu KSpz-011 0,5 μF przymocować do korpusu prądnicy (rys. 3). Odłączyć przewód łączący regulator napięcia ze szczotką prądnicy i przyłączyć do kondensatora. Drugi zacisk kondensatora dołączyć w miejsce odłączonego przewodu.

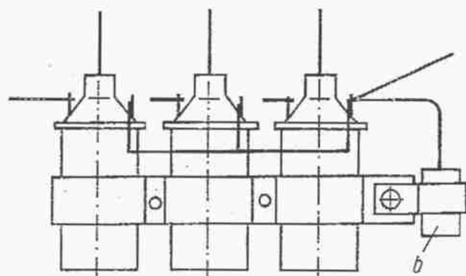
SYRENA

Kondensator (a) typu KSpz-011 0,5 μF przymocować do korpusu prądnicy (rys. 5). Odłączyć przewód łączący regulator napięcia ze szczotką prądnicy i dołączyć go do kondensatora. Drugi zacisk kondensatora przyłączyć w miejsce odłączonego przewodu.

Kondensator (b) typu KPs-012 3 μF umocować przy obejmie cewek (rys. 6). Końcówkę kondensatora dołączyć do zacisku zasilania cewek.



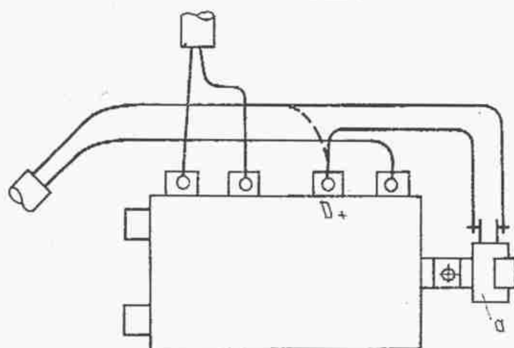
Rys. 5. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy prądnicy



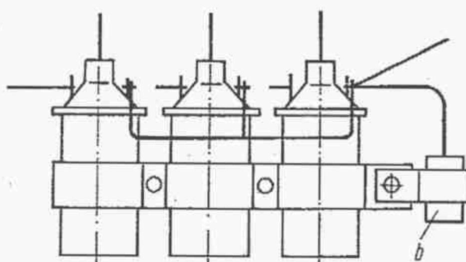
Rys. 6. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy cewce zapłonowej

WARTBURG

Kondensator (a) typu KSpz-011 0,5 μF umocować przy regulatorze napięcia (rys. 7). Od zacisku (D+) odłączyć przewód biegnący od prądnicy i dołączyć go do kondensatora. Przewód kondensatora przyłączyć do zakresu (D+) w miejsce odłączonego przewodu.
Kondensator (b) typu KPs-012 3 μF umocować przy obejmie cewek (rys. 8).
Końcówkę kondensatora przyłączyć do zacisku zasilania cewek.



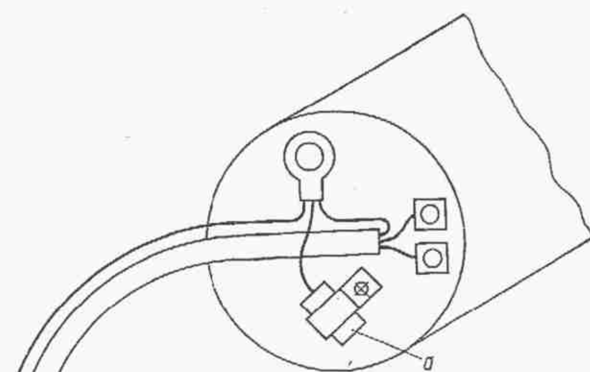
Rys. 7. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy regulatorze napięcia



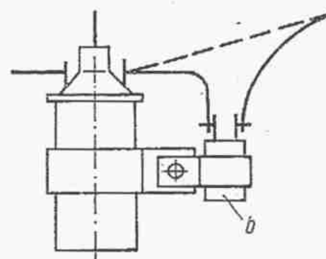
Rys. 8. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy cewce zapłonowej

POLSKI FIAT 125P

Do korpusu alternatora (rys. 9) przymocować kondensator (a) typu KPs-012 3 μF. Przewód kondensatora przyłączyć do zacisku 30. Należy zwrócić uwagę, aby wkręt mocujący kondensator nie był zbyt długi i nie spowodował zwarcia w instalacji. Kondensator (b) typu KSpz-011 0,5 μF umocować w pobliżu cewki zapłonowej (rys. 10). Od zacisku 16 (B+) odłączyć przewód i dołączyć go do kondensatora. Przewód kondensatora przyłączyć do zacisku 16 (B+) cewki.



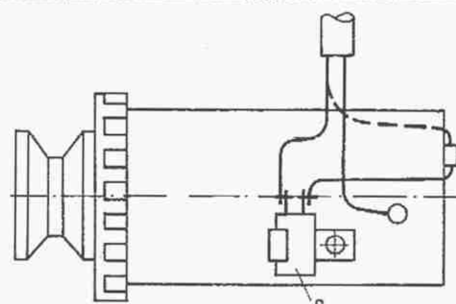
Rys. 9. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy altenatorze



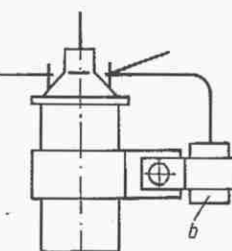
Rys. 10. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy cewce zapłonowej

WARSZAWA

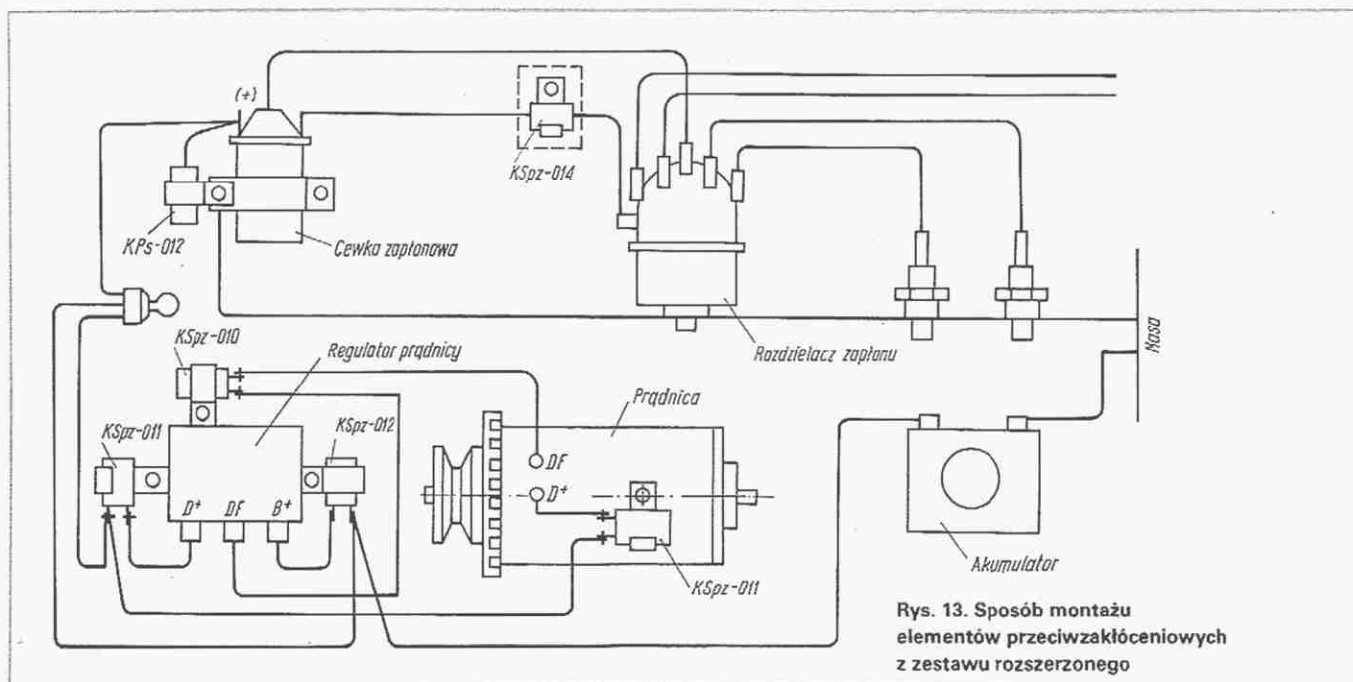
Kondensator (a) typu KSpz-011 0,5 μF przymocować do korpusu prądnicy (rys. 11). Odłączyć przewód biegnący z regulatora napięcia do szczotki prądnicy i dołączyć go do kondensatora. Drugi zacisk kondensatora przyłączyć w miejsce odłączonego przewodu.
Kondensator (b) typu KSpz-013 3 μF umocować w pobliżu cewki (rys. 12). Przewód kondensatora zakończony końcówką przyłączyć do zacisku zasilania cewki. Drugi zacisk kondensatora połączyć z korpusem silnika.



Rys. 11. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy prądnicy



Rys. 12. Kondensator przeciwzakłóceniowy przy cewce zapłonowej



Rys. 13. Sposób montażu elementów przeciwzakłóceniowych z zestawu rozszerzonego

ROZSZERZONY ZESTAW KONDENSATORÓW

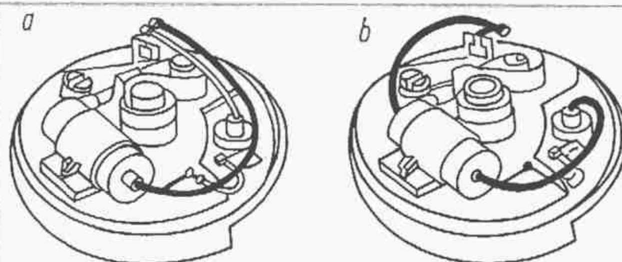
W przypadku stwierdzenia, że podstawowy zestaw kondensatorów przeciwzakłóceniowych okazał się niewystarczający, przede wszystkim przy odbiorze fal ultrakrótkich, należy zastosować rozszerzony zestaw kondensatorów przeciwzakłóceniowych.

Liczbę elementów przeciwzakłóceniowych wchodzących w skład rozszerzonego zestawu oraz ich montaż w instalacji elektrycznej z prądnicą prądu stałego przedstawiono na rys. 13.

Rozszerzony zestaw kondensatorów przeciwzakłóceniowych obejmuje:

KSpz-010	0,005 μF+20 μH	160 V-	1 szt.
KSpz-011	0,5 μF	160 V-	2 szt.
KSpz-012	3 μF	160 V-	1 szt.
KSpz-014	0,22 μF	360 V-	1szt.
KPs-012	3 μF	160 V-	1 szt.
KPs-012	3 μF	160 V-	1 szt.

Kondensatory KSpz-011 i KPs-012 uwidocznione na rys. 13 przy cewce zapłonowej i prądnicy stanowią zestaw podstawowy.



Rys. 14. Sposób montażu kondensatora KSpz-014
a – fabryczny, b – wg opisu

Kondensator przelotowy typu KSpz-014 należy montować w przerywaczu zamiast fabrycznie montowanego kondensatora równoległego typu KPs-010 lub KPs-014. Sposób montażu przedstawiono na rys. 14.

Jeżeli mimo zainstalowania podzespołów przeciwzakłóceniowych nadal będą występowały zakłócenia, należy sprawdzić wszelkie inne możliwe źródła zakłóceń, szczególnie stan przewodów i doprowadzeń, stan styków, rezystory w przewodach wysokiego napięcia, itp.

ogłoszenia

Kupię głośniki: GDN30/60 8 Ω – 1 szt.; GDWK 9/80/1 lub GDWK 9/40/3 8 Ω – 2 szt.; kondensatory do filtrów głośnikowych 3,3 μF – 2 szt., 24 μF – 2 szt.; drut nawojowy Ø 1,1 mm; wykładzinę dźwiękochłonną. Bogdan Trynka, ul. Biedrzyckiego 19 m 5, 60-272 Poznań. EO/27/K/83

Odstąpię oscyloskop 1 MHz za IMU i megaomierz. Tadeusz Krysian, ul. Leśna 151, 42-271 Częstochowa. EO/28/K/83

Sprzedam MC1201, cena 1350 zł; CQYP95, cena 2500 zł (9 segmentów); CQYP75, cena 1500 zł. Waldemar Ługowski, ul. Brazylijska 11a m 22, 03-966 Warszawa. EO/29/K/83

Zmontowane płytki wzmacniaczy mocy wysokiej klasy (80 W) wysyła za zaliczeniem pocztowym Zakład Elektroniczny. Cena 2700 zł. Adres: A. Gajda, ul. Wolności 32, 95-070 Aleksandrów Łódzki. EO/30/K/83

Sprzedam antenę TH6DXX wraz z obrotnicą HAMIV. Anna Madziarska, ul. Uznamska 6, 54-314 Wrocław, tel. 311-95. EO/31/K/83

Sprzedaż kamer pogłosowych dla osób prywatnych i instytucji. Warszawa, ul. Świerczewskiego 113 m 83. EO/32/K/83

Sprzedam lub zamienię na 2 kwarce 1 MHz i układy cyfrowe z serii UCY74 układ K145XK3P (ZSRR). Kupię rocznik 81 „Re". Lech Kułak, ul. Wojska Polskiego 6, 11-440 Reszel. EO/33/K/83

Sprzedam układy scalone CD4011, NE555P. Ul. Wiązowska 29, Józefów k/Otwocka. EO/34/K/83

Pilnie kupię odbiornik komunikacyjny KF lub zlecę wykonanie. Kupię także książki z zakresu krótkofalarstwa oraz „Radioamatora i Krótkofalowca" nr 11 z 1975 r. Krzysztof Kuśmierczyk, ul. Obożna 3 m 29, 00-340 Warszawa, tel. 26-90-72. EO/43/K/83

Dokumentację wykrywacza metali sprzedam, wymienię na Mosfety. Aleksander Gruszka, ul. Kołłątaja 39/19, 24-100 Puławy. EO/44/K/83

Kupię układ MM5316. Odbiór w miejscu kupna. 87-100 Toruń, skr. poczt. 140. EO/45/K/83

Pilnie kupię roczniki lub pojedyncze numery „Radioelektronika" z lat 1975–82 włącznie. Sławomir Wasilewski, ul. Kajki 24/16, 19-300 Ełk. EO/46/K/83

Sprzedam kwarce – różne. Wykaz na życzenie. Jerzy Ulecki, ul. Skłodowskiej 8/16, 15-097 Białystok. EO/47/K/83

Kupię układy scalone U401B. Ryszard Ciszewski, ul. B. Stalingradu 6/6, 73-140 Ińsko, tel. 77. EO/48/K/83

Kupię układ AY-3-8610 lub zamienię na układ TMS3112SC. Ryszard Bulsa, ul. Gazowa 20/4, 50-513 Wrocław. EO/49/K/83

Kupię lub wymienię na układy scalone serii UCY, MH urządzenie do lokalizacji przedmiotów metalowych w gruncie (ew. opis wykonania). Julian Gołąb, Oś. Budowlanych 11/17 hotel, ul. Pabianicka, 97-400 Bełchatów. EO/50/K/83

Przekaźnik elektroniczny z opóźnionym wyłączaniem

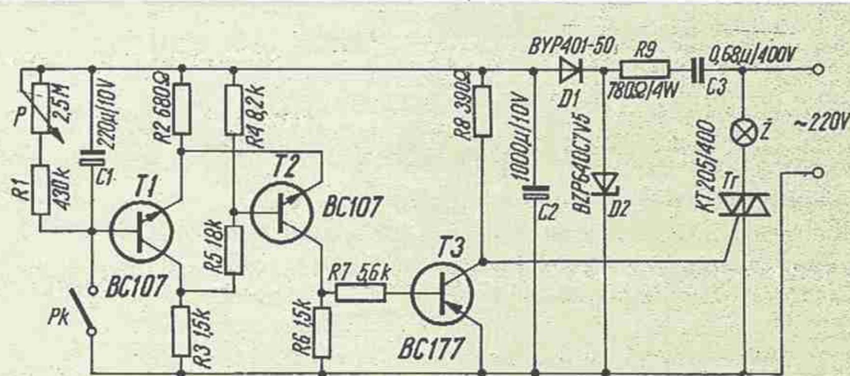
Przekaźnik elektroniczny z opóźnionym wyłączaniem zaprojektowałem i wykonałem z myślą o możliwości zastosowania go jako wyłącznika oświetlenia klatki schodowej. Działanie układu jest następujące.

Po naciśnięciu przycisku Pk kondensator C1 ładuje się w obwodzie D1, R9, C3 do napięcia około 6,5 V. Napięcie to jest doprowadzone do bazy tranzystora T1, który wraz z tranzystorem T2 tworzy przerzutnik Schmitta. Tranzystor T1 wchodzi w stan aktywny, natomiast tranzystor T2 zostaje odcięty. W konsekwencji nie przewodzi również tranzystor T3. Zostaje więc wysterowany triak Tr i świeci się żarówka Ż. Po zwolnieniu przycisku Pk (rozwarty) kondensator C1 rozładowywuje się w obwodzie R1, P. Napięcie na kondensatorze obniża się i po przekroczeniu napięcia progowego tranzystor T1 przechodzi w stan zatkania, a T2 w stan przewodzenia. Wysterowany zostaje również tranzystor T3, który bocznikuje obwód bramkowy triaka i żarówka Ż gaśnie. Czas opóźnienia można regulować potencjometrem P. Dla podanych na schemacie elementów osiągnięto opóźnienia 0,5 – 2 minut.

W celu zwiększenia czasu wyłączenia nie należy nadmiernie zwiększać pojemności kondensatora C1, gdyż spowoduje to również wzrost czasu ładowania kondensatora (w czasie zwarcia Pk).

Mała liczba użytych elementów umożliwia znaczną miniaturyzację układu i umieszczenie go w typowej puszce pod tynkiem, nad wyłącznikiem ściennym. Równolegle do przycisku Pk można dołączyć inne przyciski umieszczone w różnych miejscach klatki schodowej.

Stanisław Cholewczuk

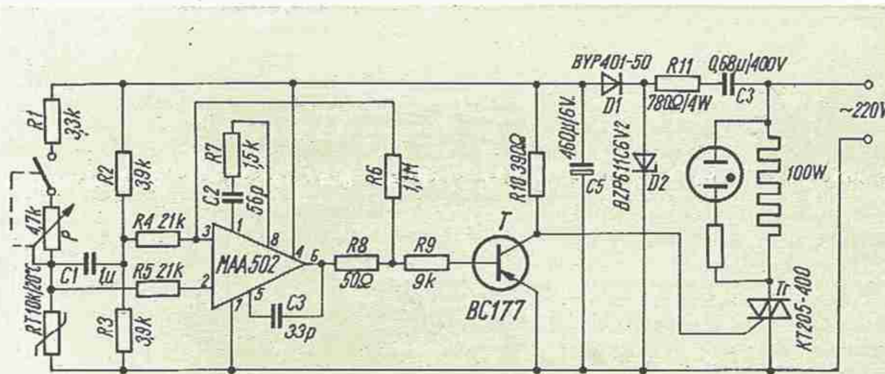


Schemat przekaźnika elektronicznego z opóźnieniem przy wyłączaniu

Układ do stabilizacji temperatury

Wobec braku możliwości kupna podgrzewacza mleka dla niemowląt typu „Bobas", zmuszony zostałem do przerobienia starego podgrzewacza, w którym uległ uszkodzeniu termoregulator.

Przedstawiony na rysunku schemat układu umożliwia stabilizację temperatury w podgrzewaczu w granicach 27°...51°C. Jako czujnik temperatury zastosowałem termistor NTC – 10 kΩ (20°C). Termistor jest umieszczony w mostku pomiarowym składającym się z elementów R1, P, R2, R3. Sygnał pomiarowy z mostka jest doprowadzony do komparatora progowego z histerazą, zbudowanego w oparciu o wzmacniacz MAA502 produkcji TESLA. Sygnał z wyjścia wzmacniacza przez tranzystor T rozwiera lub zwierą obwód bramkowy triaka Tr, powodując włączenie lub wyłączenie grzałki.



Schemat układu stabilizacji temperatury

Przy zastosowaniu elementów o takich wartościach, jak na schemacie, uzyskano stabilizację temperatury w naczyniu z podgrzewanym mlekiem o odchyłce międzyszczytowej nie przekraczającej 0,5°C w warunkach ustalonych.

Cały układ elektroniczny mieści się na płytce wewnątrz podgrzewacza w miejscu, gdzie pierwotnie znajdował się termoregulator bimetaliczny, natomiast termistor przyklejono do dna zbiornika na wodę, żywicą epoksydową.

Przedstawiony układ może służyć także do stabilizacji temperatury w innych zbiornikach z grzałką o mocy nie przekraczającej 0,5 kW. Aby zwiększyć górną granicę stabilizacji temperatury, należy zmniejszyć rezystor R1. Niestabilność pracy, która może się pojawiać przy większej odległości termistora od komparatora, można wyeliminować przez zwiększenie pojemności kondensatora C1 lub zmniejszenie rezystora R6 (zwiększanie histerezy komparatora).

Stanisław Cholewczuk